

# Capitolul 3

## MASINA ASINCRONA

Masina asincrona este cea mai raspândita masina electrica. Ea se întâlnește pe scara larga în actionarile electrice din toate sectoarele industriale si sociale, îndeosebi în regimul de motor trifazat, pentru actionarea masinilor unelte, a pompelor, a compresoarelor, a morilor cu bile, a macaralelor electrice, a podurilor rulante, a aparaturii medicale, a aparaturii electrocasnice etc.

Motoarele asincrone se construiesc pentru o gama foarte larga de puteri (de la ordinul unitatilor de W pâna la ordinul zecilor de MW), pentru tensiuni joase (sub 500V) si tensiuni medii (3 kV, 6 kV sau 10 kV) si având turatia sincrona la frecventa  $f = 50\text{Hz}$  egala în mod uzual cu  $n = 500, 600, 750, 1000, 1500$  sau  $3000$  rot/min, în functie de numarul de perechi de poli.

Principalele avantaje ale motoarelor asincrone fata de alte tipuri de motoare electrice sunt:

- *simplitate constructiva;*
- *pret de cost redus;*
- *siguranta mare în exploatare;*
- *performante tehnice ridicate (cuplu mare de pornire, randament ridicat);*
- *stabilitate în functionare, exploatare, manevrare si întretinere simpla;*
- *alimentare direct de la rețeaua trifazata de c.a.;*

Dintre principalele dezavantaje putem enumera:

- *soc mare de curent la pornire;*
- *factor de putere relativ scazut;*
- *caracteristica mecanica dura;*

Regimul de generator al masinii asincrone este mai rar folosit datorita puterii reactive (de magnetizare) relativ mare pe care masina trebuie s-o ia de la rețea.

În actionarile electrice, în cazuri speciale, masina asincrona poate functiona pentru scurta durata si în regimul de frâna electrica.

### 3.1 Elemente constructive ale masinii asincrone

Masinele asincrone se executa în doua forme constructive:

- masina asincrona cu rotorul bobinat (cu inele);
- masina asincrona cu rotorul în scurtcircuit (în colivie).

Statoarele în ambele cazuri sunt identice.

#### 3.1.1 Statorul masinii asincrone

Statorul masinii asincrone joaca rolul de inductor. În stator se obtine un câmp magnetic învârtitor, pe cale electrica, cu ajutorul unei înfasurari trifazate parcurse de curenti alternativi trifazati, înfasurare asezata în crestaturi.

Din punct de vedere constructiv, statorul are forma unui cilindru gol realizat din tole de otel electrotehnic de 0,5 mm grosime, izolate între ele cu lac izolant sau oxizi ceramici.

Crestaturile se obtin prin stantarea tolelor înainte de împachetarea miezului si pot fi semiînchise sau deschise. Crestaturile semiînchise (figura 3.1, a) prezinta avantajul unui flux de dispersie mai redus, dar înfasurarea trebuie realizata din conductor rotund si introdusa fir cu fir, neputând fi realizata afara pe sablon. Crestaturile semiînchise se utilizeaza la masini de puteri mici. Crestaturile deschise (figura 3.1, b) permit realizarea înfasurarii afara pe sablon dar prezinta un flux de dispersie mai mare. Se utilizeaza la masini de puteri mari.

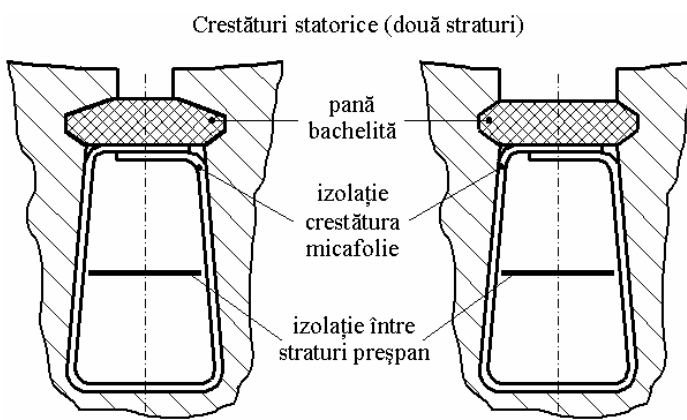


Figura 3.1

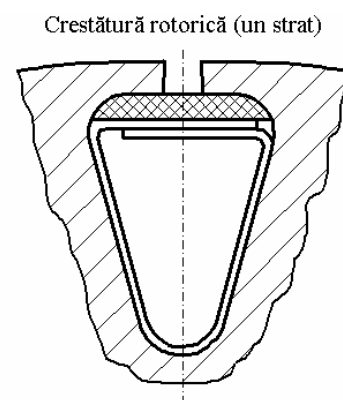


Figura 3.2

Înfășurarea statorului se realizează de cele mai multe ori în doua straturi si cu pas scurtat. Înfășurarile într-un singur strat se utilizează numai la masinile de putere mica.

### 3.1.2 Rotorul masinii asincrone

Rotorul masinii asincrone joaca rolul de indus având forma unui cilindru plin realizat din tole din otel electrotehnic de 0,5 mm, izolate sau neizolate. La periferia rotorului se afla crestaturi realizate tot prin stantare, în care se introduce înfasurarea rotorica.

Daca masina asincrona este cu rotorul bobinat, atunci înfasurarea rotorica este de tipul înfasurarilor de c.a. trifazate, cu pas diametral, într-un strat sau în doua straturi. Crestaturile în acest caz sunt semiînchise având de obicei forma de para (figura 3.2).

Daca masina este cu rotorul în scurtcircuit, atunci înfasurarea rotorica este de tipul *colivie* realizata prin turnare din bare de Cu sau Al scurtcircuitate la capete de doua inele din acelasi material (figura 3.4). Turnarea coliviei se face prin injectie direct în crestaturile rotorice, acestea fiind de data aceasta închise sau semiînchise (figura 3.5, a). La masini de puteri mai mari pentru reducerea curentului de pornire se folosesc colivii cu bare înalte (figura 3.5, b) sau duble colivii (figura 3.5, c). Colivia superioara S are sectiunea mai mica si deci rezistenta ohmica mai mare dar reactanta este mai mica. Ea joaca rolul de înfasurare de pornire limitând curentul de pornire care având frecventa relativ mare nu permite fluxului magnetic inductor sa patrunda în adâncimea rotorului pâna la colivia inferioara. Odata masina pornita frecventa curentului rotoric scade ( $f_2 = s \cdot f_1$ ) fluxul inductor patrunde mai adânc în rotor îmbratisând colivia I care având sectiunea mai mare va avea rezistenta ohmica mai mica, reactanta relativ mare iar curentul va circula preponderent prin ea. Din acest motiv se mai numeste si colivie de lucru.

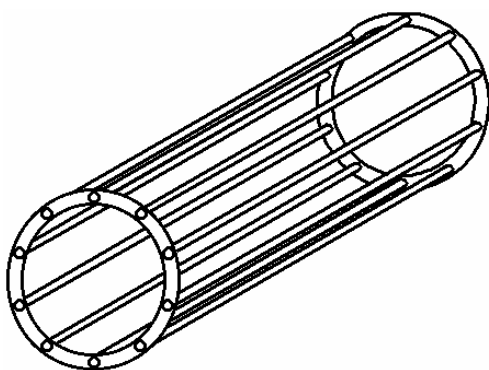


Figura 3.4

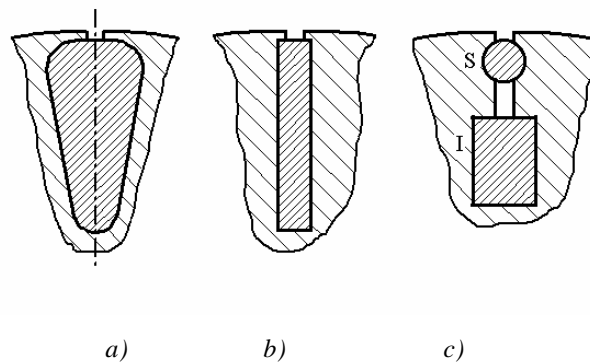


Figura 3.5

În cazul masinii cu rotorul bobinat, capetele înfasurării rotorice sunt scoase în exterior cu ajutorul unor contacte alunecatoare compuse din trei inele de bronz solidare cu rotorul pe care aluneca perii din bronz grafitat fixate și izolate fata de carcasa masinii (figura 3.3).

Ventilatia înfasurării statorice se realizeaza de obicei la puteri mici și medii cu ajutorul ventilatorului axial montat pe axul masinii (figura 3.3), iar ventilatia înfasurării rotorice se realizeaza cu ajutorul aripioarelor de pe inelele de scurtcircuitare care se toarna odata cu colivia.

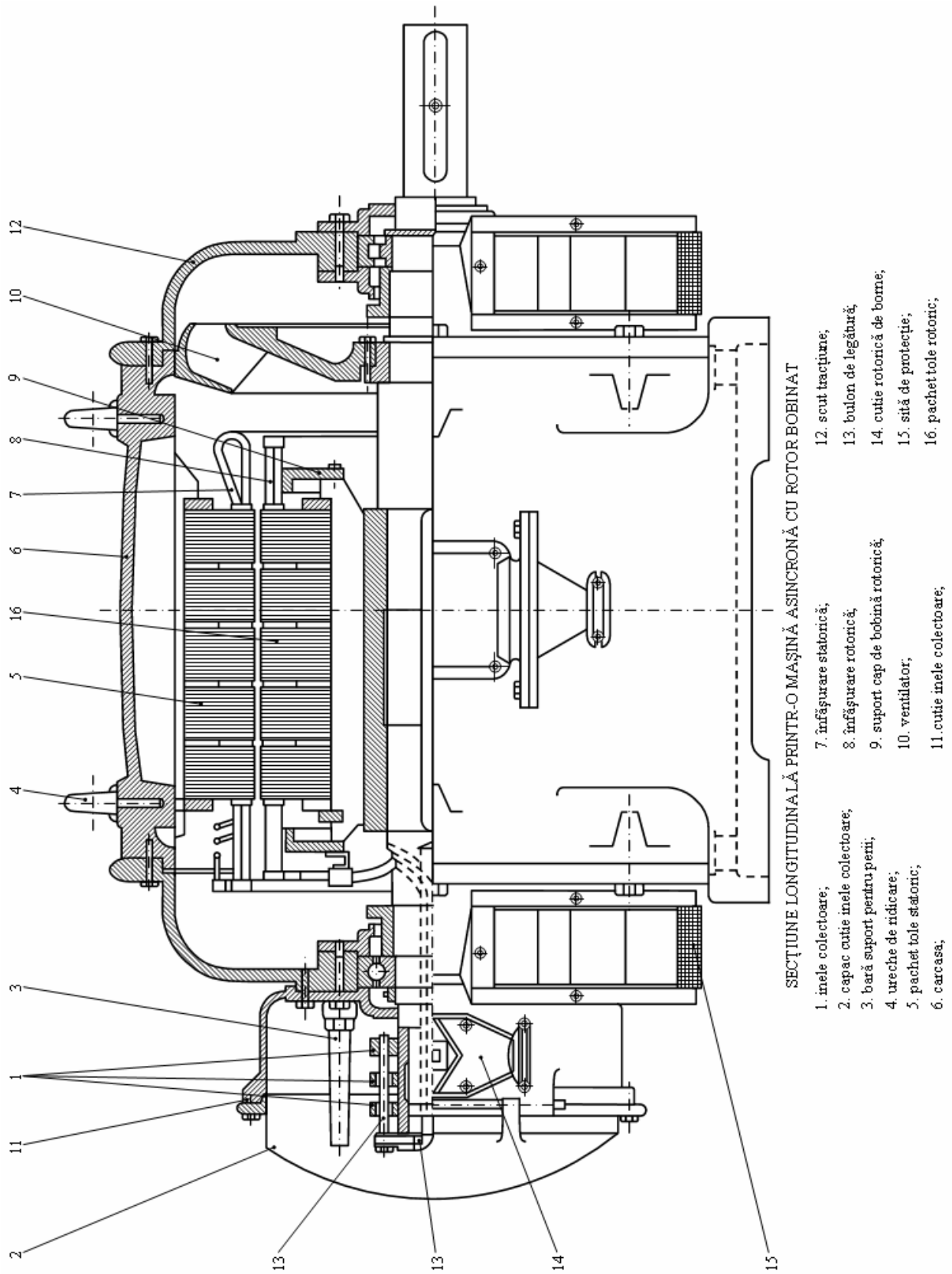


Figura 3.3

### 3.1.3 Carcasa masinii asincrone

Carcasa se executa din aluminiu sau fonta prin turnare. Carcasa poarta talpile de fixare ale masinii, inelul de ridicare, cutia de borne, placuta indicatoare si scuturile frontale. În scuturi se monteaza lagarele (rulmentii) pe care se sprijina axul masinii (figura 3.3).

La masina asincrona cu inele, unul din scuturile frontale sustine portperiile, împreuna cu periile de contact si dispozitivul de ridicare a periilor si scurtcircuitare a inelelor (daca exista).

Carcasa sustine miezul statorului împreuna cu înfasurarea sa si asigura posibilitatea de centrare fata de rotor.

### 3.1.4 Întrefierul masinii asincrone

Întrefierul este spatiul liber ramas între miezul feromagnetic al rotorului si miezul statoric. Latimea întrefierului la masina asincrona se considera constanta (se neglijeaza deschiderea crestaturilor) si are o valoare foarte mica (0,1...2mm) în vederea obtinerii unui curent de magnetizare cât mai redus, respectiv a unui factor de putere ridicat.

În figura 3.3 s-a reprezentat o sectiune longitudinala printr-o masina asincrona cu rotorul bobinat, pe care se pot evidientia cele mai multe din elementele constructive ale masinii asincrone prezentate mai sus.

## 3.2 Motorul asincron trifazat

Masina asincrona poate functiona stabil în trei regimuri:

- regimul de motor;
- regimul de generator;
- regimul de frâna electrica.

În practica, însa, masina asincrona este utilizata aproape în totalitatea cazurilor în regimul de motor, regim care va constitui obiectul studiului nostru în continuare. De multe ori regimul de functionare al masinii de lucru antrenate de motorul asincron impune acestuia functionarea în regim de generator sau de frâna electromagnetica.

### 3.2.1 Principiul de functionare al motorului asincron

Motorul asincron trifazat primeste energie electrica de la retea de c.a. prin conectarea statorului la aceasta, energie pe care o converteste în energie mecanica furnizata la axul rotorului. Sistemul de curenti trifazati simetrici absorbiti de stator de la retea produce un câmp magnetic învârtitor care pentru armonica fundamentala are forma:

$$B_1 = B_{1m} \cdot \cos(p \cdot \alpha - \omega_1 \cdot t). \quad (3.1)$$

Acest câmp produce în raport cu înfasurarea rotorica (care în momentul pornirii este fixa) un flux magnetic de forma:

$$\Psi_2 = \Psi_{2m} \cdot \cos \omega_1 \cdot t \quad (3.2)$$

pentru una din fazele înfasurarii conform (2.41).

La rândul sau acest flux induce în faza respectiva a înfasurarii rotorice o t.e.m. de aceeași pulsatie. Cum înfasurarea rotorica este închisa (în scurtcircuit sau pe un consumator echilibrat) t.e.m. va da nastere unui curent prin faza rotorica respectiva. Sistemul trifazat simetric de curenti din înfasurarea rotorica trifazata interactioneaza cu sistemul trifazat de fluxuri  $\Psi_2$  dând nastere unui cuplu rezultat de forte care va pune în miscare rotorul. Rotorul capata astfel viteza si în final se stabileste la valoarea  $\Omega_2 < \Omega_1$  ( $\Omega_1$  fiind viteza unghiulara de sincronism a câmpului învârtitor inductor).

Acum fluxul magnetic creat de câmpul inductor va avea fata de înfasurarea rotorica în miscare expresia:

$$\Psi_{2s} = \Psi_{2m} \cdot \cos [p \cdot (\Omega_1 - \Omega_2) \cdot t] = \Psi_{2m} \cdot \cos p \cdot s \cdot \Omega_1 \cdot t \quad (3.3)$$

unde s-a notat:

$$s = \frac{(\Omega_1 - \Omega_2)}{\Omega_1} - \text{alunecarea dintre câmpul inductor si rotor conform (2.47) si (2.53).}$$

Evident când  $\Omega_1 = \Omega_2$ , fluxul  $\Psi_{2s}$  devine invariabil în timp si, prin urmare, nu se mai induce t.e.m. în rotor, cuplul electromagnetic al motorului devenind nul. Deci, rotorul are tendinta de a se apropia de viteza de sincronism dar pe care nu o poate atinge.

*Astfel câmpul magnetic învârtitor inductor si rotorul nu pot fi niciodata în sincronism. De aici si denumirea de masina asincrona.*

Considerând ca rotorul se învârte în regim stationar cu viteza unghiulara  $\Omega_2$  corespunzatoare alunecarii s, atunci frecventa fluxului  $\Psi_2$ , a t.e.m. induse în rotor si a curentilor rotorici va fi:

$$\omega_2 = p \cdot (\Omega_1 - \Omega_2) = p \cdot s \cdot \Omega_1 = s \cdot \omega_1; \quad f_2 = s \cdot f_1. \quad (3.4)$$

Alunecarea s a motorului asincron se mai poate scrie si în procente:

$$s = \frac{n_1 - n_2}{n_1} 100 \% \quad (3.5)$$

unde  $n_1 = \frac{60}{2 \cdot \pi} \cdot \Omega_1$  [rot / min ];  $n_2 = \frac{60}{2 \cdot \pi} \cdot \Omega_2$  [rot / min ] sunt turatiile câmpului învârtitor, respectiv rotorului în rot/min.

Motoarele asincrone de constructie normala au în mod uzual alunecari nominale cuprinse între  $(1 \div 5)\%$ . Acest lucru arata ca la frecventa satorica industriala  $f_1 = 50\text{Hz}$ , frecventa curentilor rotorici va fi conform relatiei (3.4):

$$f_2 = (0,01 - 0,05) \cdot 50 = (0,5 - 2,5)\text{Hz},$$

deci, o frecventa foarte joasa, ceea ce ne permite sa consideram pierderile în fier din rotor practic nule. De asemenea valoarea efectiva a t.e.m. indusa în rotor depinde de alunecare. Astfel la pornire ( $s = 1$ ) ea are expresia:

$$E_2 = 4,44 \cdot N_2 \cdot k_{N_2} \cdot f_2 \cdot \Psi_m \quad (3.6)$$

iar în regim stationar corespunzator alunecarii s:

$$E_{2s} = 4,44 N_2 k_{N_2} s f_1 \Psi_m = s E_2 \quad (3.7)$$

De exemplu daca o masina asincrona are la pornire o t.e.m. indusa rotorica  $E_2 = 100\text{V}$  ( $s = 1$ ), atunci la o valoare uzuala a alunecarii nominale cum ar fi  $s = 2\%$ , ea va avea valoarea:

$$E_{2s} = 0,02 \cdot 100 = 2\text{V}.$$

### 3.2.2 Ecuatiile masinii asincrone trifazate

Se considera o masina asincrona trifazata simetrica, alimentata la o sursa trifazata simetrica de frecventa  $f_1$  si valoarea efectiva a tensiunii  $U_1$ . Se presupune ca masina functioneaza într-un regim electromagnetic stationar, nu are pierderi în miezul feromagnetic, circuitul magnetic este liniar, iar înfasurarile sunt dispuse sinusoidal, astfel încât curba câmpului magnetic din întrefier este o unda sinusoidală. Circuitul rotoric se considera scurtcircuitat sau închis pe un reostat simetric (figura 3.6) unde s-au facut notatiile:

-  $R_1, R_2$  – rezistentele pe faza ale înfasurarii primare (stator), respectiv, secundare (rotor) ( $R_2$  include si rezistenta de faza a reostatului);

-  $X_{d_1} = 2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot L_{d_1}$ ;  $X_{d_2} = 2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot L_{d_2}$  – reactantele de dispersie ale circuitelor primar respectiv secundar considerate la frecventa  $f_1$  a curentilor din primar, inductivitatile de dispersie fiind presupuse constante;

-  $i_1, i_2$  – curentul de faza din înfasurarea primara, respectiv secundara;

-  $u_1 = U_1 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin \omega_1 \cdot t$  – tensiunea la bornele unei faze primare;

-  $\Psi$  – fluxul fascicular produs de câmpul magnetic rezultat din întrefier (valoare efectivă);

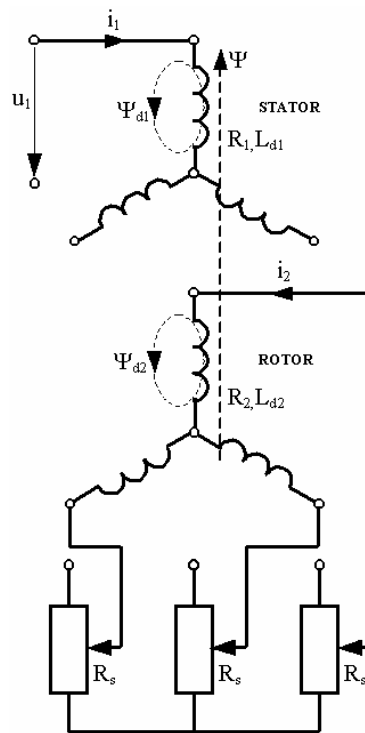


Figura 3.6

Câmpul magnetic învârtitor rezultat reprezintă un *câmp magnetic util* în mașina asincronă în sensul că el este rezultatul suprapunerii câmpurilor inductor (de excitație) și de reacție a indusului, ale căror linii străbat atât înfasurarea statorică cât și pe cea rotorică, definind cuplajul magnetic al celor două înfasurări (întocmai ca la transformator).

Câmpul magnetic rezultat din întrefier va produce prin mașina un flux magnetic rezultat (util) având amplitudinea:

$$\Psi_{2m} = \frac{2}{\pi} \cdot B_m \cdot L \cdot \tau \quad (3.8)$$

unde:

$L$  - lungimea miezului rotoric;

$\tau$  - pasul polar.

Acest flux util măturează periferia interioară a statorului și va induce t.e.m. în cele trei faze statorice cu valoarea efectivă:



$$E_1 = \frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{2}} \cdot f_1 \cdot N_1 \cdot k_{N_1} \cdot \Psi_m \quad (3.9)$$

Fazorial expresia t.e.m. utile statorice se va scrie:

$$\underline{E}_1 = -j \cdot \omega_1 \cdot N_1 \cdot k_{N_1} \cdot \underline{\Psi}_m = -j \cdot X_m \cdot \underline{I}_m \quad (3.10)$$

unde: - reactanta  $X_m$  a fost denumita reactanta de magnetizare, iar curentul  $I_m$  curent de magnetizare.

Acest flux magnetic util va matura si periferia rotorica si va induce t.e.m. în fazele rotorice având valoarea efectiva:

$$E_{2s} = \frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{2}} \cdot f_2 \cdot N_2 \cdot k_{N_2} \cdot \Psi_m \quad (3.11)$$

Valoarea efectiva a t.e.m. utile rezultanta rotorice este prin urmare proportionala cu frecventa  $f_2 = s \cdot f_1$ , deci cu alunecarea  $s$ , ceea ce ne permite sa scriem:

$$E_{2s} = s \cdot E_2; \quad E_2 = \frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{2}} \cdot f_1 \cdot N_2 \cdot k_{N_2} \cdot \Psi_m \quad (3.12)$$

unde marimea  $E_2$  astfel definita este chiar t.e.m. rotorica indusa de câmpul magnetic învârtitor rezultat  $B_m$  daca rotorul ar sta pe loc ( $s = 1$ ).

Expresia t.e.m. rotorice efective se poate scrie fazorial:

$$\underline{E}_{2s} = s \cdot \underline{E}_2 = -j \cdot \omega_1 \cdot N_2 \cdot k_{N_2} \cdot \underline{\Psi}_m \quad (3.13)$$

Câmpul magnetic de dispersie statoric  $\Psi_{d_1}$  este acel câmp ale carui linii de câmp se înlantuie numai cu spirele proprii, fara sa se înlantuie cu spirele rotorice. Aceste linii se închid fie prin întrefierul masinii fie prin aer în jurul capetelor frontale ale bobinelor statorice. Fluxul de dispersie corespunzator acestui câmp va induce în fazele statorice t.e.m. de valoare efectiva complexa:

$$\underline{E}_{d_1} = -j \cdot \omega_1 \cdot L_{d_1} \cdot \underline{I}_1 \Rightarrow \underline{E}_{d_1} = -j \cdot X_{d_1} \cdot \underline{I}_1 \quad (3.14)$$

Cu totul analog se defineste fluxul magnetic de dispersie al rotorului în raport cu statorul  $\Psi_{d_2}$  care va induce în fazele rotorice t.e.m. de valori efective:

$$E_{d_2} = \omega_2 \cdot L_{d_2} \cdot I_2 = s \cdot \omega_1 \cdot L_{d_2} \cdot I_2 = s \cdot X_{d_2} \cdot I_2 \quad (3.15)$$

sau fazorial:

$$\underline{E}_{d_2} = -j \cdot s \cdot X_{d_2} \cdot \underline{I}_2 \quad (3.16)$$

fazorii implicati fiind de frecventa  $f_2$ .

Pe baza celor stabilite mai sus rezulta ca ecuatiile fazoriale de tensiuni pentru stator si rotor vor fi:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= R_1 \cdot \underline{I}_1 + j \cdot X_{d_1} \cdot \underline{I}_1 - \underline{E}_1 \\ 0 &= R_2 \cdot \underline{I}_2 + j \cdot s \cdot X_{d_2} \cdot \underline{I}_2 - s \cdot \underline{E}_2 \end{aligned} \quad (3.17)$$

conform teoremei lui Kirchhoff pentru tensiuni aplicata pe o faza statorica respectiv rotorica.

Împartind ecuatia tensiunilor rotorice la  $s$  obținem:

$$0 = \frac{R_2}{s} \cdot \underline{I}_2 + j \cdot X_{d_2} \cdot \underline{I}_2 - \underline{E}_2. \quad (3.18)$$

Sa remarcam faptul ca motorul asincron echivalent definit ca având rotorul imobil este identic cu un transformator trifazat, înfășurarea statorica reprezentând primarul, iar înfășurarea rotorica secundarul. Prin urmare acestui motor asincron echivalent i se pot aplica ecuatiile transformatorului. Pentru stator (primar) este în continuare valabila ecuatia de tensiuni (3.17), iar pentru secundar (rotor) ecuatia (3.18), fazorii fiind toti de frecventa  $f_1$ .

Întocmai ca la transformator vom raporta marimile rotorice (secundare) la stator (primar) în scopul de a ajunge la o schema echivalenta si la o diagrama de fazori statorici si rotorici comparabili ca marime.

Daca înmulțim toti termenii ecuatiei (3.18) cu  $\frac{N_1 \cdot k_{N_1}}{N_2 \cdot k_{N_2}}$ , atunci se obtine în locul lui  $\underline{E}_2$

chiar  $\underline{E}_1$  conform (3.11), termen care se regaseste si în ecuatia statorica (3.17). În felul acesta cele doua ecuatii au un termen comun  $\underline{E}_1$ , ceea ce sugereaza o schema echivalenta cu doua ochiuri independente, dar cu o latura comuna.

Utilizând notatiile proprii raportarii:

$$R_2' = R_2 \cdot \left( \frac{N_1 \cdot k_{N_1}}{N_2 \cdot k_{N_2}} \right)^2; \quad X_{d_2}' = X_{d_2} \cdot \left( \frac{N_1 \cdot k_{N_1}}{N_2 \cdot k_{N_2}} \right)^2; \quad (3.19)$$

$$\underline{I}_2' = \underline{I}_2 \cdot \frac{N_2 \cdot k_{N_2}}{N_1 \cdot k_{N_1}}; \quad \underline{E}_2' = \underline{E}_2 \cdot \frac{N_1 \cdot k_{N_1}}{N_2 \cdot k_{N_2}} = \underline{E}_1 = \underline{E}_m$$

se obtine urmatorul sistem de ecuatii ce caracterizeaza motorul asincron în regim stationar, cu neglijarea pierderilor în fier:

$$\begin{cases} \underline{U}_1 = R_1 \cdot \underline{I}_1 + j \cdot X_{d_1} \cdot \underline{I}_1 - \underline{E}_m; \\ 0 = \frac{R_2'}{s} \cdot \underline{I}_2' + j \cdot X_{d_2}' \cdot \underline{I}_2' - \underline{E}_m; \\ \underline{I}_1 + \underline{I}_2' = \underline{I}_m; \\ \underline{E}_m = -j \cdot X_m \cdot \underline{I}_m. \end{cases} \quad (3.20)$$

Ecuatia a 3-a, respectiv, a curentilor, s-a obtinut din ecuatia solenatiilor corespunzatoare compunerii câmpurilor magnetice inductor si de reactie în câmpul magnetic rezultat util:

$$N_1 \cdot k_{N_1} \cdot \underline{I}_1 + N_2 \cdot k_{N_2} \cdot \underline{I}_2 = N_1 \cdot k_{N_1} \cdot \underline{I}_m \quad (3.21)$$

prin împartirea ecuației cu  $N_1 \cdot k_{N_1}$  și folosind notațiile (3.19).

În sfârșit, vom introduce și o corecție referitoare la pierderile în miezul feromagnetic al statorului,  $P_{Fe_1}$ , folosind aceeași notificație ca în teoria transformatorului (vezi subcap. 1.2.4); aceasta corecție conduce la modificarea ultimilor două ecuații din sistemul (3.20), acestea devenind:

$$\begin{aligned} \underline{I}_1 + \underline{I}_2' &= \underline{I}_0 = \underline{I}_m + \underline{I}_a \\ \underline{E}_m &= -j \cdot X_m \cdot \underline{I}_m = -R_a \cdot \underline{I}_a \end{aligned} \quad (3.20')$$

în care  $R_a$  este rezistența corespunzătoare pierderilor active în fier,  $P_{Fe} = 3 \cdot R_a \cdot I_a^2 = 3 \cdot \frac{E_m^2}{R_a}$ ,  $I_a$

fiind curentul corespunzător pierderilor  $P_{Fe}$ . Reamintim că pierderile în fier rotorice  $P_{Fe_2}$  pot fi neglijate în regimul de motor datorită frecvenței foarte joase a curentilor rotorici.

Se pot construi acum schema echivalentă și diagrama de fazori:

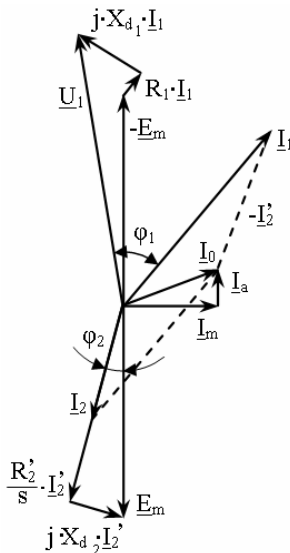


Figura 3.7

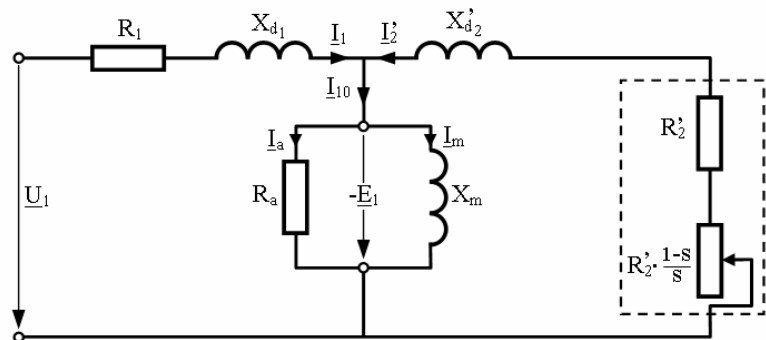


Figura 3.8

În figura 3.8 s-a reprezentat schema echivalentă a mașinii asincrone în regim staționar. În această schemă s-a împartit rezistența echivalentă  $\frac{R_2'}{s}$  a rotorului în rezistența  $R_2'$ , în care se dezvoltă pierderile Joule  $P_{j_2}$  și rezistența  $R_2' \cdot \frac{(1-s)}{s}$ , care ar avea semnificația unei rezistențe de sarcină (pentru a întări analogia cu schema echivalentă a transformatorului). Se poate arăta că, puterea pierdută în această rezistență reprezintă chiar puterea transformată în putere mecanică totală  $P_M$ .

Daca se folosesc notatiile:

$$\underline{Z}_1 = R_1 + j \cdot X_{d1}; \quad \underline{Z}'_2 = \frac{R'_2}{s} + j \cdot X'_{d2}; \quad \underline{Z}'_0 = \frac{R_a \cdot j \cdot X_m}{R_a + j \cdot X_m}$$

atunci schema echivalenta capata forma din figura 3.9.

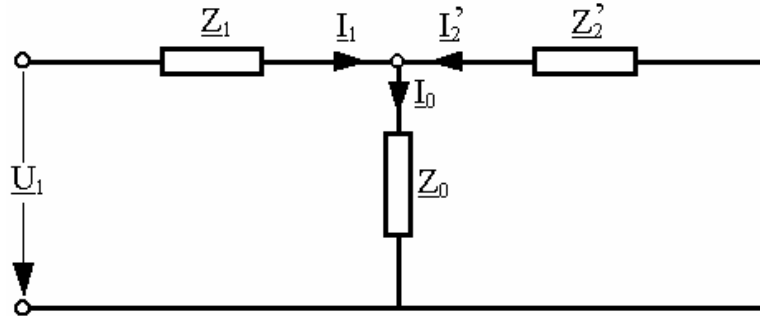


Figura 3.9

Rezolvând schema echivalenta din figura 3.9 se obtin pentru curentii  $\underline{I}_1$  si  $\underline{I}'_2$  urmatoarele expresii:

$$\underline{U}_1 = \underline{I}_1 \cdot \left( \underline{Z}_1 + \frac{\underline{Z}_0 \cdot \underline{Z}'_2}{\underline{Z}_0 + \underline{Z}'_2} \right) = \underline{I}_1 \cdot \frac{\underline{Z}_1 \cdot \underline{Z}_0 + \underline{Z}_1 \cdot \underline{Z}'_2 + \underline{Z}'_2 \cdot \underline{Z}_0}{\underline{Z}_0 + \underline{Z}'_2}$$

$$\underline{I}_1 = \underline{U}_1 \cdot \frac{\underline{Z}_0 + \underline{Z}'_2}{\underline{Z}_1 \cdot \underline{Z}_0 + \underline{Z}_1 \cdot \underline{Z}'_2 + \underline{Z}'_2 \cdot \underline{Z}_0} \quad (3.22)$$

$$\underline{I}'_2 = -\underline{I}_1 \cdot \frac{\underline{Z}_0}{\underline{Z}_0 + \underline{Z}'_2} = -\underline{U}_1 \cdot \frac{\underline{Z}_0}{\underline{Z}_1 \cdot \underline{Z}_0 + \underline{Z}_1 \cdot \underline{Z}'_2 + \underline{Z}'_2 \cdot \underline{Z}_0} \quad (3.23)$$

Pentru a simplifica calculele, in expresia curentului  $\underline{I}_1$  vom împarti atât numărătorul cât și numitorul cu  $\underline{Z}_0$  și vom obtine:

$$\underline{I}_1 = \underline{U}_1 \cdot \frac{1 + \frac{\underline{Z}'_2}{\underline{Z}_0}}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}'_2 \cdot \left( 1 + \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_0} \right)} = \underline{U}_1 \cdot \frac{\underline{Z}_0 + \underline{Z}'_2}{\underline{Z}_0 \cdot \left( \underline{Z}_1 + \underline{c} \cdot \underline{Z}'_2 \right)} \quad (3.24)$$

$$\underline{I}'_2 = -\underline{U}_1 \cdot \frac{1}{\underline{Z}_1 + \underline{c} \cdot \underline{Z}'_2} \quad (3.25)$$

unde s-a notat cu  $\underline{c} = 1 + \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_0} = c \cdot e^{j\alpha} \approx c$  - un coeficient complex cu modulul  $c$ , ceva mai mare ca 1

( $\underline{Z}_0$  având modulul mult mai mare decât  $\underline{Z}_1$ ) și cu argumentul  $\alpha$  foarte apropiat de zero. În mod uzual acest coeficient are valoarea:  $c = 1,02 \div 1,05$ .

**Observatii:**

• Ca si la transformator, caderea de tensiune în rezistenta  $R_1$  a înfasurarii statorice este foarte mica în comparatie cu tensiunea la borne  $U_1$  pentru toate regimurile de functionare ale motorului asincron. Pe de alta parte si caderea inductiva de tensiune pe reactanta de dispersie  $X_{d_1}$  reprezinta în mod uzual doar câteva procente din t.e.m. utila  $E_m$ . Prin urmare din prima ecuatie a sistemului (3.20) se deduce:

$$\underline{U}_1 \approx -\underline{E}_m$$

$$U_1 \approx E_m = \frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{2}} \cdot f_1 \cdot N_1 \cdot k_{N_1} \cdot \Psi_m.$$

Cu alte cuvinte, *daca tensiunea de faza aplicata statorului este constanta ca marime efectiva, iar frecventa sa de asemenea constanta, atunci amplitudinea fluxului rezultat este practic constanta, independenta de sarcina motorului.* De asemenea si curentul de mers în gol  $I_0$  ca si componentele sale  $I_m$  si  $I_a$  vor fi constante.

• *Curentul de magnetizare  $I_m$  ca si curentul de mers în gol au valori mult mai ridicate la motorul asincron în comparatie cu marimile corespunzatoare la transformator, ele atingând uzual valori de (30 , 50)% din curentul nominal statoric.* Explicatia consta în faptul ca la acelasi flux, motorul asincron ofera o reluctanta mult mai mare din cauza existentei întrefierului foarte putin permeabil care solicita o solenatie de magnetizare mult sporita.

• Dat fiind faptul ca în regimurile normale alunecarea  $s$  este foarte redusa ( $s = 0,01 \div 0,05$ ), rezulta  $\frac{R_2'}{s} \gg X_{d_2}'$ , ceea ce înseamna ca factorul de putere rotoric:

$$\cos \varphi_2 = \frac{\frac{R_2'}{s}}{\sqrt{\left(\frac{R_2'}{s}\right)^2 + \left(X_{d_2}'\right)^2}} \quad (3.26)$$

este foarte apropiat de unitate, adica defazajul dintre t.e.m. utila rotorica  $\underline{E}_2'$  si curentul rotoric  $\underline{I}_2'$  este foarte mic, practic nul dupa cum se poate observa pe diagrama de fazori.

### 3.2.1 Bilantul puterilor si randamentul motorului asincron

Pentru a pune în evidență cât mai sugestiv bilanțul puterilor se poate trasa grafic o diagrama care ne arată cum evoluează puterile în motorul asincron. Aceasta diagrama s-a reprezentat în figura 3.10 unde s-au făcut notațiile:

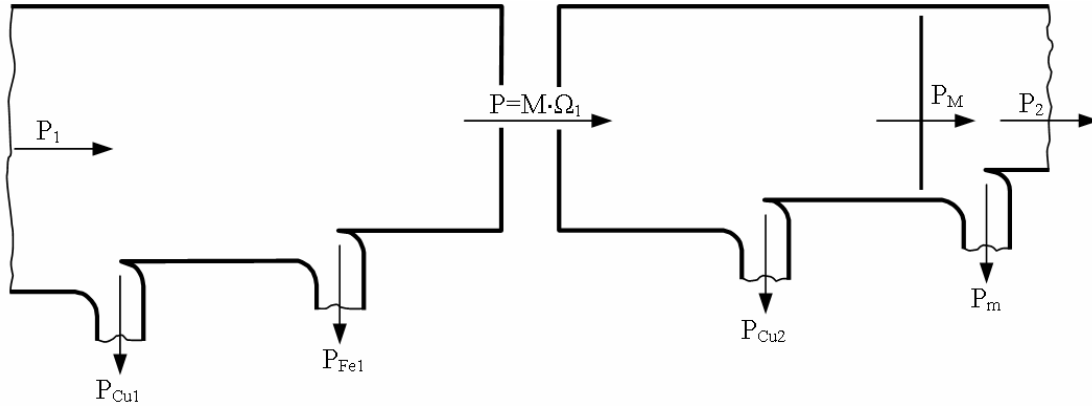


Figura 3.10

- $P_1$  - puterea activă electrică absorbită de motor de la rețeaua de alimentare;
- $P_{Cu1}$  - pierderile active în cuprul statorului (prin efect Joule pe rezistența statorului):  $P_{Cu1} = m_1 \cdot R_1 \cdot I_1^2$ ,  $m_1$  fiind numărul de faze al înfășurării statorice;
- $P_{Fe1}$  - puterile active în fierul statorului:  $P_{Fe1} = P_T + P_H$ ,  $P_T$  fiind pierderile datorate curenților turbionari; -  $P_H$  - pierderile datorate histerezisului magnetic;
- $P$  - puterea electromagnetică a mașinii care se transmite din stator în rotor la nivelul întrefierului prin câmpul magnetic învârtitor rezultat  $P = P_1 - P_{Cu1} - P_{Fe1}$ ;
- $P_{Cu2}$  - pierderile active din cuprul rotorului  $P_{Cu2} = m_2 \cdot R_2' \cdot (I_2')^2$ ,  $m_2$  fiind numărul de faze al înfășurării rotorice;
- $P_m$  - pierderile mecanice (prin frecări în lagare și prin frecarea rotorului și a ventilatorului de pe ax cu aerul);
- $P_M$  - puterea mecanică totală dezvoltată de motor  $P_M = P - P_{Cu2}$ ;
- $P_2$  - puterea mecanică utilă la axul motorului.

Bilanțul puterilor active la motorul asincron se va putea astfel scrie:

$$P_1 = P_2 + P_m + P_{Cu1} + P_{Cu2} + P_{Fe1} \quad (3.28)$$

Puterea mecanică totală ca și puterea electromagnetică a motorului se mai pot exprima și în marimi mecanice, astfel:

$$P_M = M \cdot \Omega_2 = \frac{2 \cdot \pi \cdot n_2}{60} \cdot M \quad (3.29)$$

$$P = M \cdot \Omega_1 = \frac{2 \cdot \pi \cdot n_1}{60} \cdot M \quad (3.30)$$

unde:

- $M$  – cuplul electromagnetic al masinii;
- $\Omega_1$  – viteza unghiulara a câmpului magnetic învârtitor statoric;
- $n_1$  – turatia câmpului magnetic învârtitor statoric [rot/min];
- $\Omega_2$  – viteza unghiulara a rotorului;
- $n_2$  – turatia rotorului [rot/min].

Înlocuind aceste relatii în expresiile pierderilor în cuprul statoric si în expresia puterii mecanice totale se obtine:

$$P_{Cu_2} = P - P_M = M \cdot (\Omega_1 - \Omega_2) = s \cdot \Omega_1 \cdot M = s \cdot P \quad (3.31)$$

$$P_M = P - P_{Cu_2} = M \cdot \Omega_1 \cdot (1 - s) = (1 - s) \cdot P. \quad (3.32)$$

Adica pierderile în cuprul înfasurarilor rotorice reprezinta fractiunea  $s$  din puterea magnetica  $P$  transmisa de stator rotorului în timp ce puterea mecanica totala reprezinta fractiunea  $(1 - s)$  din puterea  $P$ . Altfel spus relatia (3.31) ne arata ca valoarea alunecarii unui motor asincron se stabileste în functie de valoarea pierderilor în cuprul rotoric. La pierderi  $P_{Cu_2}$  mari vom avea alunecari mari. În scopul obtinerii unui randament sporit masina se proiecteaza pentru alunecari nominale mici ( $s = 0,01 \div 0,05$ ). La asemenea alunecari mici pierderile în fierul rotoric se pot neglija (vezi subcapitolul 3.2.1), motiv pentru care aceste pierderi  $P_{Fe_2}$  nu figureaza în acest bilant al puterilor active.

Din punct de vedere al bilantului de puteri reactive motorul asincron este un receptor ohmic-inductiv. Motorul preia puterea reactiva relativ importanta de la retea necesara magnetizarii miezului feromagnetic, deci crearii câmpului magnetic din masina. Factorul de putere al motorului asincron,  $\cos \varphi_1$ , este totdeauna inductiv. Motorul asincron este excitat de la aceeasi retea care îi furnizeaza si puterea activa.

*Randamentul* motorului asincron va avea expresia:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + \sum P} = \frac{P_2}{P_2 + P_m + P_{Cu_1} + P_{Cu_2} + P_{Fe_1}}. \quad (3.33)$$

Puterea mecanica la ax  $P_2 = M \cdot \Omega_2$  se calculeaza masurând cuplul dezvoltat la ax  $M_2$  si turatia rotorului  $n_2 = \frac{60 \cdot \Omega_2}{2 \cdot \pi}$  sau prin separarea pierderilor din puterea absorbita  $P_1$ . Randamentul

nominal al masinilor asincrone are valori mari  $\eta_n = (75 \div 95)\%$ , valorile mici pentru puteri mici, iar valorile mari pentru puteri mari ( $>10\text{kW}$ ).

### 3.2.4 Expresia cuplului electromagnetic

Ca urmare a interactiunii dintre fluxul inductor fata de rotor si curentii indusi de acesta în înfasurarea rotorica, apar forte electromagnetice care vor produce un cuplu rezultat de forte electromagnetice. Aplicat asupra rotorului acest cuplu produce miscarea de rotatie de la masina asincrona.

Expresia cuplului electromagnetic al motorului asincron trifazat în regim stationar de functionare se poate face explicit pornind de la expresia generala a cuplului electromagnetic la masinile de curent alternativ (vezi subcapitolul 2.4 relatia (2.68)):

$$M = \frac{3 \cdot E_2 \cdot I_2 \cdot \cos(\underline{I}_2, \underline{E}_2)}{\Omega_1 - \Omega_2} \quad (3.34)$$

Expresia de la numarator are o semnificatie bine precizata. Ea reprezinta puterea activa consumata în înfasurarea rotorica adica chiar pierderile din cuprul rotoric. Deci:

$$M = \frac{P_{Cu_2}}{\Omega_1 - \Omega_2} = \frac{P_{Cu_2}}{s \cdot \Omega_1} = \frac{3 \cdot R_2' \cdot (I_2')^2}{s \cdot \Omega_1} \quad (3.35)$$

Expresia curentului rotoric a fost determinata cu ajutorul schemei echivalente (vezi subcapitolul 3.2.2 relatia (3.25)):

$$\underline{I}_2' = -\frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_1 + c \cdot \underline{Z}_2'} = -\frac{\underline{U}_1}{\left( R_1 + c \cdot \frac{R_2'}{s} \right) + j \cdot \left( X_{d1} + c \cdot X_{d2}' \right)} \quad (3.36)$$

sau în valoare efectiva:

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{\left( R_1 + c \cdot \frac{R_2'}{s} \right)^2 + \left( X_{d1} + c \cdot X_{d2}' \right)^2}} \quad (3.37)$$

Înlocuind în relatia (3.35) expresia cuplului devine:

$$M = \frac{3 \cdot R_2' \cdot U_1^2}{s \cdot \Omega_1 \cdot \left[ \left( R_1 + c \cdot \frac{R_2'}{s} \right)^2 + \left( X_{d1} + c \cdot X_{d2}' \right)^2 \right]} \quad (3.38)$$



Cuplul electromagnetic dezvoltat de motorul asincron este, deci, functie de alunecarea  $s$  pentru un motor dat si pentru o tensiune  $U_1$  si frecventa  $f_1$  date ale retelei de alimentare.

Pentru a determina valorile  $s$  ale alunecarii pentru care cuplul electromagnetic atinge valori extreme, se calculeaza derivata  $\frac{dM}{ds}$  si se rezolva ecuatia:

$$\frac{dM}{ds} = 0.$$

Efectuând calculul se gaseste ecuatia:

$$\left( R_1 + c \cdot \frac{R_2'}{s} \right) + \left( X_{d_1} + c \cdot X_{d_2}' \right) - 2 \cdot s \cdot \left( R_1 + c \cdot \frac{R_2'}{s} \right) \cdot c \cdot \frac{R_2'}{s} = 0 \quad (3.39)$$

de unde rezulta:

$$s_{m_{1,2}} = \pm \frac{c \cdot R_2'}{\sqrt{R_1^2 + \left( X_{d_1} + s \cdot X_{d_2}' \right)^2}}. \quad (3.40)$$

Alunecarea pozitiva  $s_m$  corespunzatoare regimului de motor va genera un maxim al cuplului  $M_m$  iar alunecarea negativa  $s_m$  corespunzatoare regimului de generator va genera un minim  $M_m$  al curbei  $M = f(s)$ . Cele doua valori extreme  $M_{m_{1,2}}$  se determina introducând valorile  $s_{m_{1,2}}$  în expresia cuplului (3.38) obținându-se:

$$M_{m_{1,2}} = \frac{\pm 3 \cdot U_1^2}{2 \cdot c \cdot \Omega_1 \left[ R_1 + \sqrt{R_1^2 + \left( X_{d_1} + c \cdot X_{d_2}' \right)^2} \right]}. \quad (3.41)$$

Alunecarea  $s_m$  din regimul de motor careia îi corespunde cuplul maxim electromagnetic  $M_{m_1}$ , posibil a fi dezvoltat de motor la  $U_1$  dat, se numeste *alunecare critica*, si dupa cum se observa din relatia (3.40) *este direct proportionala cu rezistenta rotorica de faza*.

Cuplul electromagnetic maxim dat de relatia (3.41) se mai numeste si *cuplu critic*, si dupa cum se observa *este direct proportional cu patratul tensiunii de alimentare  $U_1$ , este invers proportional cu frecventa tensiunii de alimentare  $\left( \Omega_1 = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_1}{p} \right)$  si nu depinde de rezistenta rotorica de faza  $R_2'$ .*

### 3.2.5 Caracteristica cuplu-alunecare

Aprecierea posibilitatilor de utilizare a motorului asincron în actionari electrice se poate face si utilizând caracteristica mecanica  $n_2 = f(M)$ , care reprezinta dependenta dintre turatia motorului si cuplul electromagnetic dezvoltat de acesta, considerând restul marimilor din expresia cuplului (3.38) constante.

Caracteristica mecanica  $n_2 = f(M)$ , rezulta din caracteristica cuplu-alunecare  $M = f(s)$ , tinând seama de relatia liniara dintre turatia  $n_2$  si alunecarea  $s$  (obtinuta din definitia alunecarii):

$$n_2 = n_1 \cdot (1-s), \quad (3.42)$$

În mod exact caracteristica cuplu-alunecare  $M = f(s)$  se obtine pe cale experimentală. Deducerea pe cale experimentală la bancul de încercari nu se poate face decât într-un domeniu restrâns. Forma caracteristicii  $M = f(s)$  în tot domeniul de variatie a lui  $s$  [ $s \in (-\infty; +\infty)$ ] se poate deduce pe cale analitica exprimând relatia (3.38) într-o forma aproximativa, simplificata. Pentru aceasta vom exprima mai întâi raportul  $\frac{M}{M_{m_1}}$ :

$$\frac{M}{M_{m_1}} = \frac{2 \cdot c \cdot R_2' \left[ R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_{d_1} + c \cdot X_{d_2}')^2} \right]}{s \cdot \left[ R_1^2 + (X_{d_1} + c \cdot X_{d_2}')^2 \right] + \frac{c^2 \cdot (R_2')^2}{s_{m_1}} + 2 \cdot c \cdot R_1 \cdot R_2'} \quad (3.43)$$

Daca înmultim si numaratorul si numitorul cu:

$$\frac{s_{m_1}}{c \cdot R_2'} = \frac{1}{\sqrt{R_1^2 + (X_{d_1} + c \cdot X_{d_2}')^2}} \quad (3.44)$$

se ajunge, dupa calcule simple, la expresia:

$$\frac{M}{M_{m_1}} = \frac{2 \cdot (1+\lambda)}{\frac{s}{s_{m_1}} + \frac{s_{m_1}}{s} + 2 \cdot \lambda} \quad (3.45)$$

în care s-a notat:

$$\lambda = \frac{R_1}{\sqrt{R_1^2 + (X_{d_1} + c \cdot X_{d_2}')^2}}. \quad (3.46)$$

În mod uzual  $\lambda \ll 1$ , îndeosebi la masinile de putere mai mare si prin urmare coeficientul se poate neglija si expresia (3.45) se poate scrie:

$$M = \frac{2 \cdot M_m}{\frac{s}{s_{m_1}} + \frac{s_{m_1}}{s}} \quad (3.47)$$

cunoscuta sub numele de *formula lui Kloss*.

Cu ajutorul acestei formule se poate explica usor forma caracteristicii  $M = f(s)$  reprezentata în figura 3.11. Astfel, pentru alunecari mici  $s < s_{m_1}$ , se poate neglija termenul  $\frac{s}{s_{m_1}}$  în comparatie cu  $\frac{s_{m_1}}{s}$  si expresia (3.47) devine:

$$M = \frac{2 \cdot M_{m_1}}{s_{m_1}} \cdot s; \quad [0 < s < s_{m_1}] \quad (3.48)$$

adica cuplul  $M$  este proportional cu alunecarea  $s$  variind dupa o dreapta ce trece prin origine. Pentru alunecari mari  $s > s_{m_1}$ , se poate neglija termenul  $\frac{s_{m_1}}{s}$  în comparatie cu  $\frac{s}{s_{m_1}}$  expresia (3.47) devenind:

$$M = \frac{2 \cdot M_{m_1} \cdot s_{m_1}}{s}; \quad s > s_{m_1} \quad (3.49)$$

adica dependenta dintre cuplu si alunecare se face dupa o hiperbola echilatera (3.11).

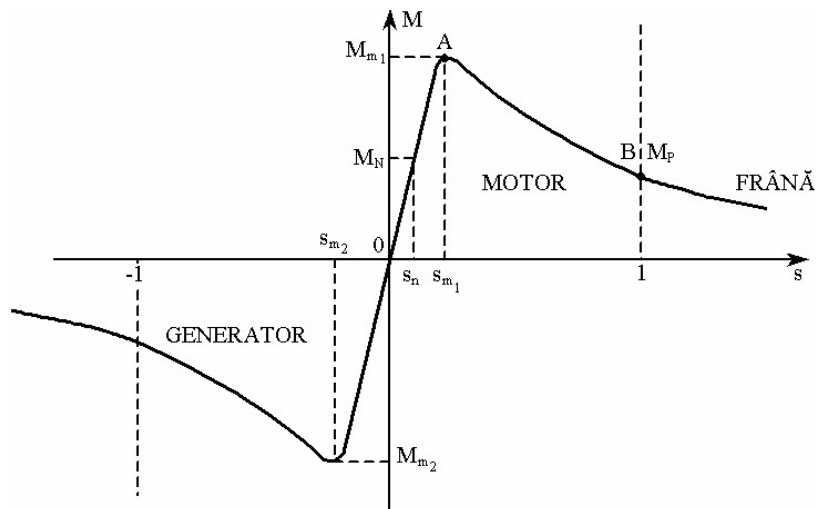


Figura 3.11

În figura 3.11 s-a reprezentat forma de variatie a cuplului functie de alunecare  $s$  pentru tot domeniul  $s \in (-\infty; +\infty)$ , ratiamentul de mai sus repetându-se analog pentru alunecarile negative.

În domeniul  $s \in (0, 1]$  masina functioneaza în regim de motor ( $M > 0, n > 0$ ); în domeniul  $s \in (1, \infty)$  masina functioneaza în regim de frâna electrica ( $M > 0, n < 0$ ); în domeniul  $s \in (-\infty, 0)$  masina functioneaza în regim de generator electric ( $M < 0, n > n_1$ ).

Revenind la regimul de motor electric  $s \in (0,1]$  (figura 3.11), zona OA a caracteristicii este o *zona stabila de functionare*, pe aceasta portiune aflându-se și punctul nominal de functionare (în mod uzual  $M_m = (1,5 \div 3) \cdot M_N$ ). Într-adevar, pe aceasta portiune la o crestere a cuplului rezistent la axul masinii, care va antrena o scadere a turatiei deci o crestere a alunecarii ( $n_2 = n_1 \cdot (1-s)$ ), cuplul electromagnetic dezvoltat de masina va creste deci va putea prelua cresterea cuplului rezistent și functionarea se va stabili în alt punct. Deplasarea punctului de functionare se poate face însa stabil doar pâna în punctul A care reprezinta un punct critic de functionare al masinii (motiv pentru care cuplul  $M_{m_1}$  și alunecarea  $s_{m_1}$  corespunzatoare se numesc critice).

Portiunea AB a caracteristicii  $M = f(s)$  este o portiune instabila de functionare a motorului asincron deoarece orice crestere a cuplului rezistent la axul masinii va duce la cresterea alunecarii și la scaderea cuplului electromagnetic dezvoltat.

Rezumând cele aratate mai sus putem afirma ca *motorul asincron functioneaza stabil si cu randament superior în domeniul  $0 < s < s_{m_1}$* .

Comportarea masinii la socuri de sarcina este caracterizat de factorul de suprasarcina:

$$k_m = \frac{M_{m_1}}{M_n}$$

care în mod uzual ia valoarea  $k_m = 1,5 \div 3$ , valorile mai mici întâlnindu-se la motoarele asincrone cu rotorul în colivie.

Caracteristica mecanica  $n_2 = f(M)$  se poate deduce din caracteristica  $M = f(s)$  făcând schimbarea de variabila:  $n_2 = n_1 \cdot (1-s)$ .

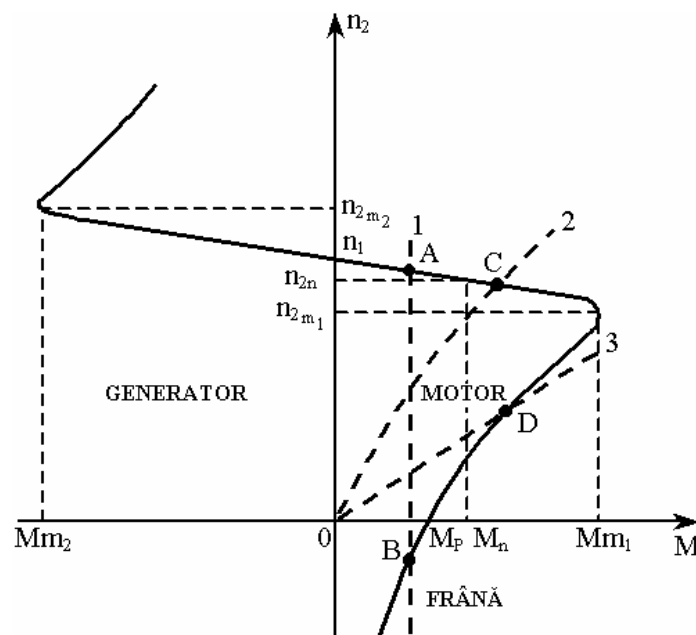


Figura 3.12

În figura 3.12 s-a reprezentat caracteristica mecanica astfel obtinuta. Ordonata la origine ( $M = 0, s = 0$ ) corespunde sincronismului ( $M = 0, n = n_1$ ). Taietura absciselor ( $M = M_p, n = 0$ ) corespunde cuplului de pornire ( $M = M_p, s = 1$ ).

Examinând expresia cuplului electromagnetic functie de alunecare (3.38):

$$M = \frac{3 \cdot p \cdot R_2' \cdot U_1^2}{2 \cdot \pi \cdot s \cdot f_1 \cdot \left[ \left( R + c \cdot \frac{R_2'}{s} \right)^2 + \left( X_{d_1} + c \cdot X_{d_2}' \right)^2 \right]} \quad (3.50)$$

în care s-a înlocuit  $\omega_1 = \frac{\Omega_1}{p} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_1}{p}$ ; se observa ca se poate schimba aliura caracteristicii  $M = f(s)$

prin modificarea parametrilor:

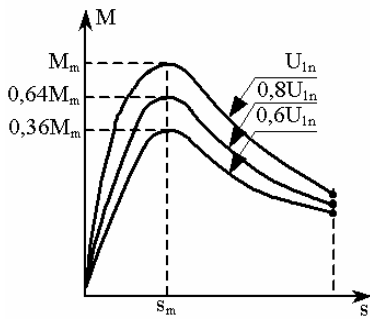
- $U_1$  - valoarea efectiva a tensiunii de alimentare;
- $f_1$  - frecventa tensiunii de alimentare;
- $R_2'$  - rezistenta rotorica raportata la stator (la masinile cu rotorul bobinat prin înserierea unor rezistente suplimentare exterioare).

Daca toate marimile din expresia (3.50) se mentin constante si se regleaza una dintre cele trei marimi mentionate mai sus se obtin trei familii de caracteristici  $M = f(s)$ , familii care ne dau informatii pretioase privind functionarea motorului asincron la  $U_1, f_1$  sau  $R_2'$  variabile.

Pentru trasarea cu usurinta a acestor familii de caracteristici s-a întocmit tabelul 3.1 care ne arata dependenta cuplului critic  $M_{cm}$  si alunecarii critice  $s_{cm}$  de aceste trei marimi.

Tabelul 3.1

	$U_1$	$f_1$	$R_2'$
$M_m$	$\sim U_1^2$	$\sim \frac{1}{f_1}$	—
$s_m$	—	$\sim \frac{1}{f_1}$	$\sim R_2'$



ura 3.13

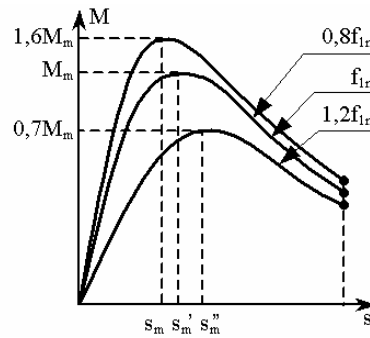


Figura 3.14

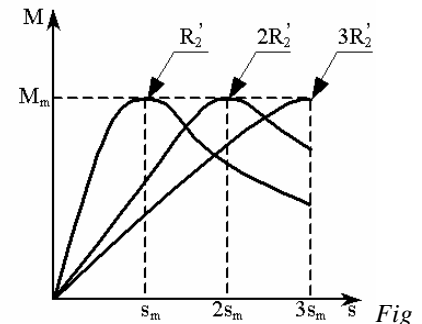


Figura 3.15

Din examinarea celor trei familii de caracteristici reprezentate în figurile 3.13, 3.14, 3.15 rezulta următoarele observații:

- la scăderea tensiunii de alimentare, cuplul maxim deci și factorul de suprasarcină scad rapid (cu  $U_1^2$ ) existând pericolul ca la o anumită valoare a tensiunii  $U_1 = U_{1c}$  factorul de suprasarcină să devină subunitar  $k_m < 1$  mașina nemaiputând funcționa stabil la  $M_m$ ;
- pe măsura scaderii tensiunii scade și duritatea caracteristicii, ea devenind moale (mai puțin abruptă). Astfel, variația tensiunii de alimentare poate constitui o metodă de variație a turatiei motorului asincron, în limite restrânse însă (vezi subcap. 3.3.2);
- la scăderea frecvenței  $f_1$  cuplul critic  $M_m$  și alunecarea critică cresc, iar la creșterea frecvenței scad existând din nou pericolul ca la o anumită frecvență  $f_1 = f_{1c}$  să se obțină  $k_m < 1$ . În practică se combină reglarea frecvenței cu reglarea tensiunii prin menținerea raportului  $\frac{U_1}{f_1} = \text{ct.}$ , menținându-se astfel și  $M_m = \text{ct.}$ ;
- odată cu variația frecvenței se modifică turatia de sincronism a mașinii obținându-se astfel un reglaj de turatie;
- la introducerea de rezistențe suplimentare în rotor cuplul maxim deci și  $k_m$  nu se modifică. Alunecarea critică crește însă proporțional cu rezistența  $R_2'$ ;
- la un cuplu constant la ax, odată cu creșterea rezistenței rotorice crește și alunecarea deci turatia scade. Se obține astfel încă o metodă de reglare a turatiei, metodă care prezintă însă dezavantajul unor pierderi suplimentare mari în rezistențele suplimentare exterioare (prin efect Joule);
- caracteristica  $M = f(s)$  devine mai moale cu creșterea  $R_2'$ .

Și pentru caracteristica mecanică  $n_2 = f(M)$  se pot trasa cele trei familii de caracteristici obținute prin variația marimilor:  $U_1, f_1, R_2'$ , redată în figurile 3.16, 3.17 și 3.18.

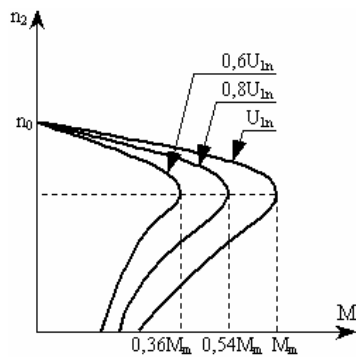


Figura 3.16

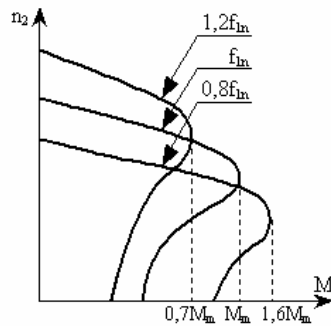


Figura 3.17

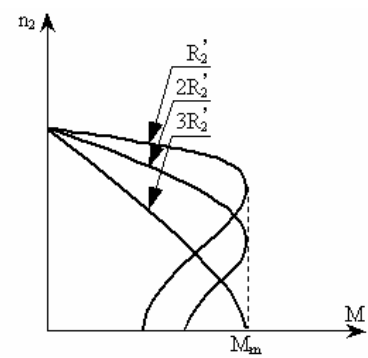


Figura 3.18

### 3.3 Regimurile dinamice ale motorului asincron trifazat

Regimurile dinamice sunt legate de variația energiei la axul motorului, motorul fiind supus unei viteze variabile în timp, deci unei accelerații. Dintre regimurile dinamice importante amintim:

- pornirea;
- reglarea turatiei;
- frânarea;
- schimbarea sensului de rotație.

Variația energiei în timpul regimurilor dinamice antrenează variația unor mărimi electrice și neelectrice ale motorului asincron, variații ce trebuie cunoscute datorită implicațiilor ce le pot avea asupra funcționării motorului.

În acest capitol se vor prezenta aceste regimuri dinamice la nivel calitativ, urmând ca în capitolul 5 să se prezinte modelul matematic al mașinii în regim dinamic adecvat conducerii sistemelor de acționare cu motoare asincrone.

#### 3.3.1 Pornirea motorului asincron

Acest regim dinamic începe în momentul când se conectează statorul la rețea (turația motorului fiind nulă) și se termină când motorul ajunge în regim staționar (când turația motorului se stabilizează). Curentul absorbit de la rețea în momentul pornirii depășește de 6 ÷ 8 ori curentul nominal ( $I_p = 6 \div 8 I_n$ ), după care scade exponențial la valoarea stabilizată de regim staționar.

Valoarea mare a curentului de pornire rezulta din schema echivalentă (fig. 3.7), în care se remarcă faptul că la  $s = 1$ , rezistența echivalentă rotorică  $\frac{R_2'}{s}$  ia cea mai mică valoare, ceea ce face

ca impedanta rotorica  $\underline{Z}'_2$  sa aiba cel mai mic modul posibil, atragând dupa sine un curent rotoric mare si, corespunzator, un curent statoric mare.

Acest supracurent de pornire poate avea efecte nefaste asupra aparatelor montate în circuitul statoric (aparate de masura, contoare, relee, etc.) si poate produce caderi însemnate de tensiune pe retea, daca puterea retelei de alimentare este comparabila cu cea a actionarii. De asemenea între capetele frontale ale bobinelor statorice se produc eforturi electrodinamice importante.

Din motivele prezentate mai sus se impune a se gasi metode de limitare a curentului de pornire la valori acceptabile.

În cazul *motoarelor cu rotorul în colivie*, limitarea curentului de pornire nu se poate face decât actionând asupra statorului, si anume asupra tensiunii de alimentare  $U_1$ , reducându-se aceasta în momentul conectarii statorului la retea. În fig. 3.19a, b, c, se reprezinta trei scheme de pornire a motorului asincron cu rotorul în colivie.

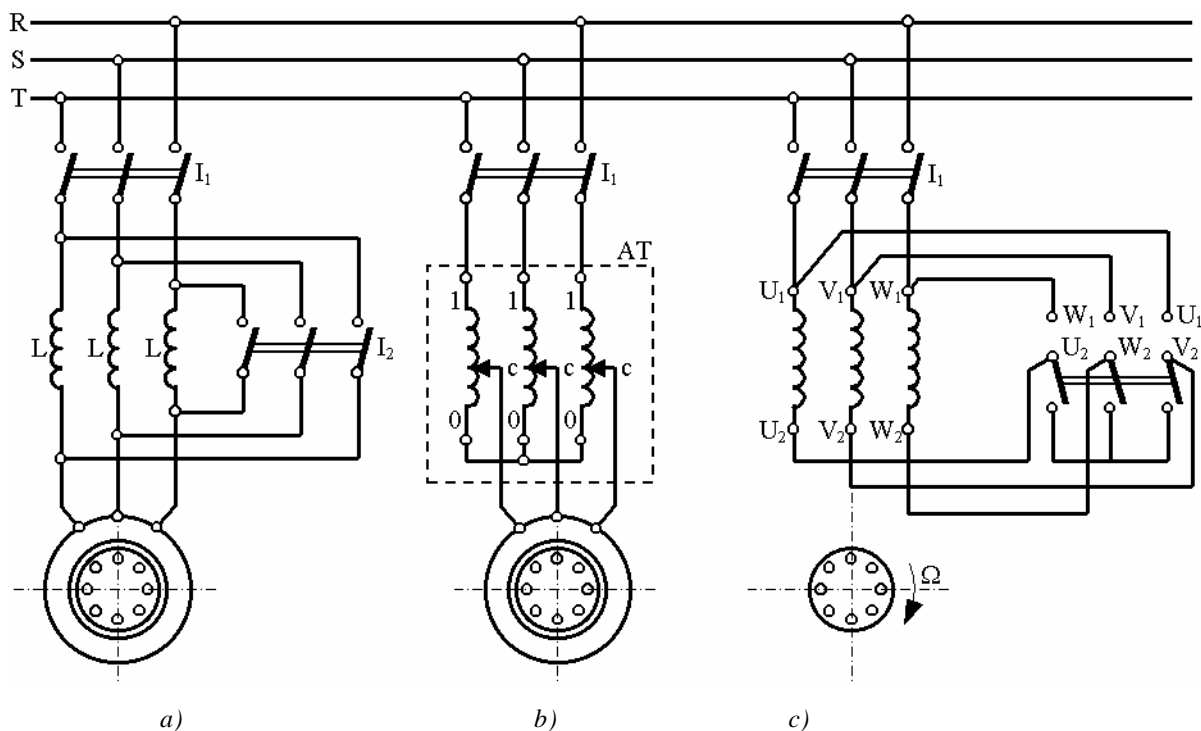


Figura 3.19

În figura 3.19, a în serie cu fazele statorului s-au conectat trei bobine cu miez de fier care vor produce o însemnata limitare a curentului de pornire. Dupa terminarea procesului de pornire se închide întrerupatorul  $I_2$  care va sunta aceste inductivitati.

În figura 3.19, b în locul inductivitatilor fixe L se utilizeaza inductivitati reglabile (*autotransformator*) care permite ca la sfârșitul pornirii prin cursoarele C sa se sunteze autotransformatorul (pozitia 1).



În figura 3.19, c se utilizeaza un comutator *stea-triunghi*. La pornire înfasurarea statorica se conecteaza în stea, astfel ca intensitatea curentului fata de conexiunea triunghi va fi de trei ori mai mica  $I_{pY} = \frac{I_{p\Delta}}{3}$ . Dupa ce se ajunge în regim stationar se conecteaza înfasurarea statorica în triunghi. În acest fel tensiunea de faza aplicata statorului va creste de  $\sqrt{3}$  ori  $U_{\Delta} = \sqrt{3} \cdot U_Y$ , deci cuplul electromagnetic va creste de trei ori (cuplul fiind proportional cu patratul tensiunii de alimentare - relatia 3.38).

La comutarea în triunghi au loc salturi de curent si de cuplu, motorul trecând pe o alta caracteristica de functionare (figura 3.20). Pornirea stea-triunghi se poate face numai în gol sau cu un cuplu static rezistent redus, excluzându-se pornirile în plina sarcina.

În cazul motoarelor asincrone cu rotorul în colivie de puteri mici (pâna la 5kW) pornirea se face si *direct* prin conectarea statorului la tensiunea nominala. În cazul motoarelor de putere mare se poate aplica pornirea directa numai în cazul în care puterea nominala a celui mai mare motor asincron nu depaseste 20% din puterea nominala a transformatorului care alimenteaza retea.

În cazul *motoarelor asincrone cu rotorul bobinat*, limitarea curentului de pornire se poate face mai usor actionând asupra rotorului, marind rezistenta acestuia prin conectarea în serie a unor rezistente exterioare. De obicei aceste rezistente sunt reglabile în trepte care se scurtcircuiteaza succesiv pe parcursul procesului de pornire (fig. 3.21). Valoarea  $R_{s_2}$  se alege astfel încât la pornire motorul sa dezvolte un cuplu cât mai aproape de cuplul maxim ( $s \approx 1$ ).

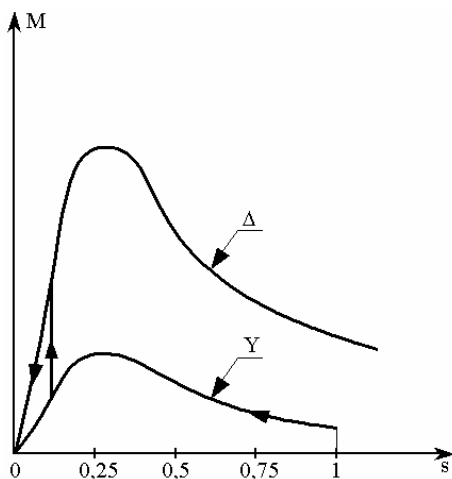


Figura 3.20

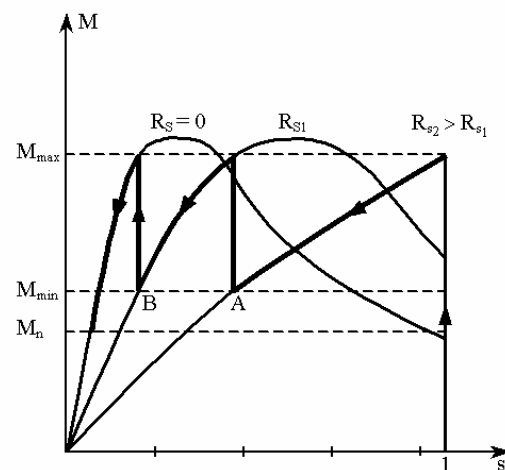


Figura 3.21

Introducerea rezistentei suplimentare  $R'_s$  în circuitul rotoric face ca valoarea rezistentei pe faza a rotorului raportata la stator sa fie  $R'_2 + R'_s$  ceea ce conduce pe de-o parte la scaderea curentului rotoric conform relatiei (3.37) pentru  $s = 1$ , iar pe de alta parte la cresterea (dilatarea) alunecarii critice  $s_m$  conform relatiei (3.40), cuplul maxim  $M_m$  nefiind afectat (3.41).

Întrucât rezistențele de pornire rămân în circuit un timp relativ mic ( $t_p$ ) pierderile Joule în acestea sunt relativ mici.

### 3.3.2 Reglarea turatiei motorului asincron

Procedeele de reglare a turatiei motoarelor asincrone rezulta din expresia turatiei:

$$n_2 = n_1 \cdot (1-s) = \frac{60 \cdot f_1}{p} \cdot (1-s) \quad (3.51)$$

si constau în:

- variatia frecventei  $f_1$  a tensiunii de alimentare;
- modificarea numarului de perechi de poli,  $p$ ;
- modificarea alunecarii,  $s$ , prin modificarea rezistentei rotorice.

#### *Reglarea turatiei prin modificarea frecventei si tensiunii de alimentare prin mentinerea*

*raportului*  $\frac{U_1}{f_1} = \text{ct.}$ .

Asa dupa cum s-a vazut în subcapitolul 3.2.5 la reglajul în frecventa pentru a mentine factorul de supraîncarcare  $k_m$  constant si pentru a evita saturarea masinii la frecvente joase se mentine fluxul inductor constant variind si tensiunea de alimentare în acelasi raport cu frecventa  $\left(\frac{U_1}{f_1} = \text{ct.}\right)$ . Aceasta conditie este realizata cu ajutorul convertizoarelor statice de frecventa cu tiristoare.

Familia de caracteristici mecanice obtinuta pentru diverse frecvente are un aspect foarte favorabil mentinând capacitatea de suprasarcina indiferent de viteza (fig. 3.22).

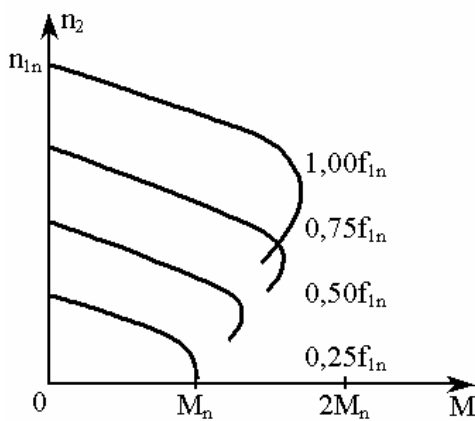


Figura 3.22

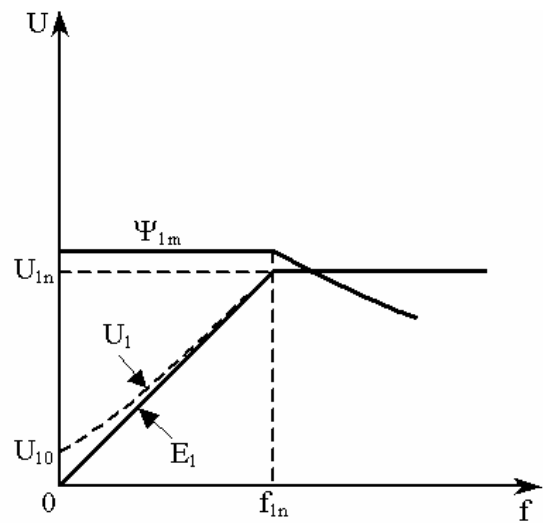


Figura 3.23

La frecvente supranominale  $f_1 > f_{1n}$  conditia  $\frac{U_1}{U_{1n}}$  nu se mai poate realiza (s-ar periclita izolatia masinii pentru  $U_1 > U_{1n}$ ) si se mentine  $U_1 = U_{1n}$ , fluxul inductor statoric scazând pe masura cresterii frecventei (fig.3.23).

Aceasta metoda asigura o gama larga de turatii, o reglare fina fara pierderi de energie.

Desi tehnica convertizoarelor de frecventa este astazi bine pusa la punct totusi aceste instalatii sunt relativ scumpe (în comparatie cu costul motorului) si deformeaza reseaua introducând armonici superioare si marind astfel pierderile suplimentare ale motorului.

### ***Reglarea turatiei prin modificarea rezistentei rotorice***

Aceasta metoda de reglare se poate aplica numai motoarelor cu rotorul bobinat (cu inele). Introducerea simetrica de rezistente în serie cu înfasurarile de faza rotorice modifica crescator alunecarile critice asa cum am vazut la pornirea motoarelor cu rotorul bobinat (fig. 3.21). Dupa cum se poate observa din aceasta familie de caracteristici mecanice la cuplu constant ( $M = M_n$ ) alunecarea creste odata cu marimea rezistentei înseriate. Reostatele de reglare cu rezistente în trepte sunt asemanatoare cu cele de pornire, dar destinate pentru o functionare de lunga durata (deci mai voluminoase).

Prin introducerea în rotor a rezistentelor suplimentare putem regla viteza în jos fata de cea sincrona în limite largi, cu scaderea rigiditatii caracteristicii. Finetea reglajului depinde de numarul treptelor reostatului de reglare.

Dezavantajele metodei constau în:

- eficienta economica slaba datorita pierderilor mari prin efect termic pe rezistentele exterioare;
- necesitatea dimensionarii speciale a reostatului de reglare pentru stabilirea regimului termic, fapt ce îi mareste costul considerabil;
- limitarea plajei de reglaj functie de marimea cuplului de sarcina. La cupluri de sarcina mici plaja de reglaj este considerabil redusa.

Cu toate aceste dezavantaje reglarea turatiei motoarelor asincrone cu ajutorul reostatelor rotorice este larg utilizata în practica datorita în special simplitatii ei si mai ales la actionarea mecanismelor de ridicat (macarale, poduri rulante) care nu necesita un reglaj continuu de turatie si care functioneaza în regim intermitent.

### Reglarea turatiei prin modificarea numarului de perechi de poli $p$

Modificând numărul de perechi de poli  $p$ , se modifica în trepte viteza de sincronism (conform relației 3.51) și deci viteza de rotație a motorului asincron. Modificarea numărului de perechi de poli se poate face pe două cai:

- prin introducerea în creștaturile statorului a două înfășurări distincte cu număr diferit de poli, obținându-se în acest fel două turatii de sincronism diferite. Evident în acest caz, secțiunea creștaturilor va fi mai mare ducând la creșterea curentului de mers în gol și a reactanței magnetice de dispersie statorice. Ca urmare se obțin un factor de putere și un randament scăzute.
- prin realizarea înfășurării statorice pe fiecare fază din două secțiuni identice care printr-un comutator special pot fi conectate în serie sau în paralel, determinând astfel configurații cu  $p = 2$ , respectiv  $p = 1$  (figura 3.24).

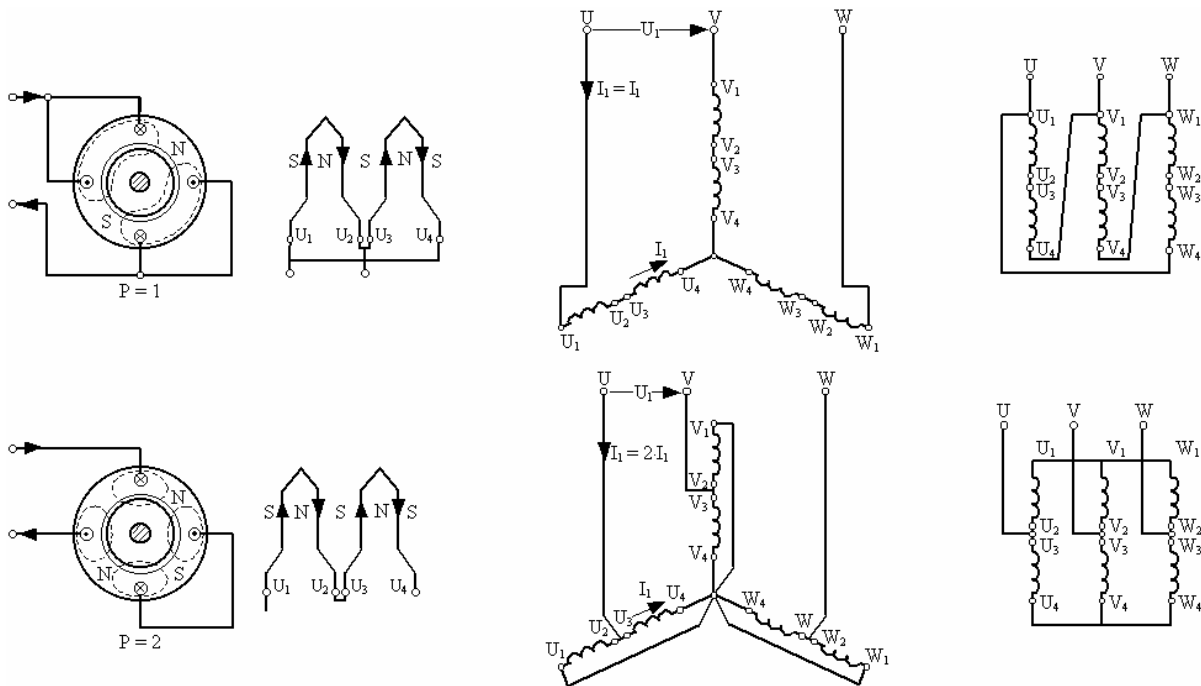


Figura 3.24

Dacă motorul are rotorul bobinat, este necesară și modificarea numărului de perechi de poli ai înfășurării rotorice, ambele înfășurări trebuind să aibă același număr de perechi de poli. Din această cauză motoarele cu număr variabil de poli se construiesc de regulă cu rotorul în colivie, acesta adaptându-se în mod natural la numărul de perechi de poli ai înfășurării statorice.

### 3.3.3 Frânarea motoarelor asincrone trifazate

Masina asincrona intra în regim de frânare atunci când cuplul electromagnetic dezvoltat este de sens opus sensului sau de rotatie. În acest caz alunecarea devine supraunitara:

$$s = \frac{n_1 + n_2}{n_1} > 1 \quad (3.52)$$

si masina primeste energie mecanica pe la arbore si energie electrica din retea pe care le transforma în caldura prin efect Joule îndeosebi în circuitul rotoric.

Frânarea electrica este superioara din toate punctele de vedere frânării mecanice (prin frecarile unor saboti pe un tambur) si se realizeaza prin metodele:

- *frânarea propriu-zisa* (prin înscrierea de rezistente în circuitul rotoric si prin inversarea sensului succesiunii fazelor);
- *frânarea în regim de generator cu recuperarea energiei;*
- *frânarea în regim de generator fara recuperarea energiei (dinamica).*

#### ***Frânarea propriu-zisa***

În actionarile electrice, regimul de frâna propriu-zisa se utilizeaza în doua variante, pornind de la regimul de baza de motor:

- prin variatia unor rezistente înscriate în circuitul rotoric trecerea la regimul de frâna facându-se prin inversarea sensului de rotatie la aceeasi succesiune a fazelor statorice;
- prin inversarea sensului succesiunii fazelor statorului si înscrierea în circuitul rotoric a unei rezistente convenabile.

*Frânarea propriu-zisa prin înscrierea de rezistente în circuitul rotoric* are caracteristic faptul ca masina își pastreaza sensul de rotatie al câmpului învârtitor dar își schimba sensul de rotatie a rotorului. Din acest punct de vedere se mai numeste si *frânare contracurent*.

Schimbarea sensului de rotatie a rotorului poate fi facuta fortat de catre masina de lucru cu care este cuplat motorul (ca în cazul mecanismului de ridicare la macarale când la ridicarea unei sarcini prea mari se poate inversa sensul de rotatie al rotorului, sarcina începând sa coboare), sau lucrând pe o caracteristica mecanica artificiala corespunzatoare rezistentei suplimentare înscriate în rotor (figura 3.25).

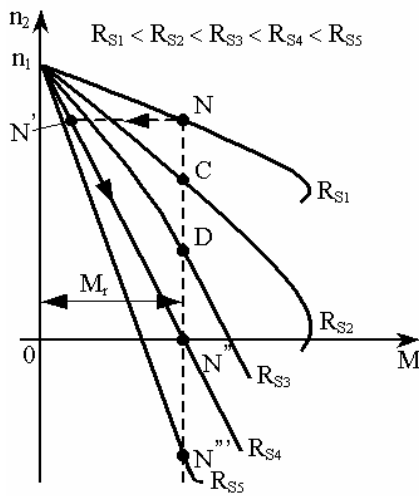


Figura 3.25

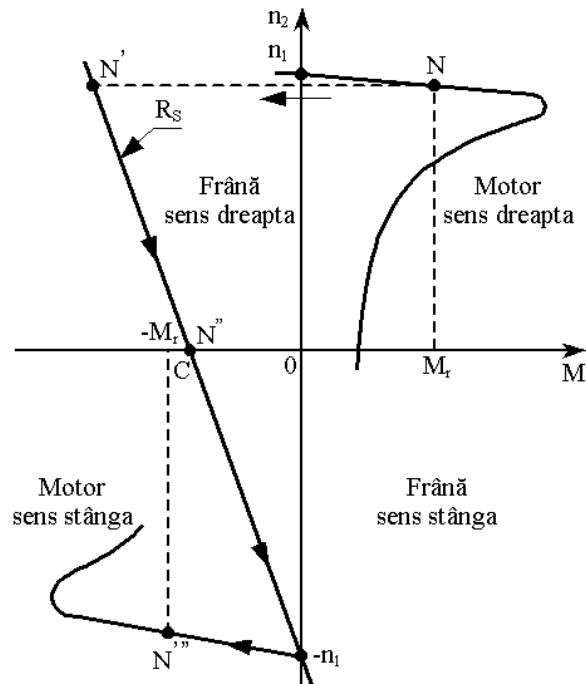


Figura 3.26

În punctul N (figura 3.25) masina functioneaza ca motor, turatia si cuplul având același sens (pozitiv). Pentru oprirea motorului se introduce în rotor o rezistență exterioară  $R_{s4}$  în așa fel încât caracteristica mecanică să treacă prin punctul  $N''$ . Punctul de funcționare trece în primul moment din N în  $N'$  și apoi se stabilește rapid în  $N''$  corespunzător aceluiași cuplu rezistent dar la turatia  $n_2 = 0$ . Pentru inversarea sensului de rotație se introduce o altă rezistență  $R_{s5} > R_{s4}$ , punctul de funcționare deplasându-se în  $N'''$  corespunzător turatiilor negative. Masina va funcționa astfel în regim de frâna propriu-zisă, primind energie mecanică pe la arbore pe baza scaderii energiei potențiale a greutății din cârligul macaralei care coboară în câmpul gravitațional al Pamântului. Simultan masina absoarbe și energie electrică de la rețea, energia totală absorbită fiind transformată în căldură prin efect Joule în cea mai mare parte în rezistență suplimentară exterioară.

Având în vedere caracterul neeconomic al metodei precum și instabilitatea funcționării în regim de frâna această metodă se aplică în regimuri de scurtă durată.

*Frânarea propriu-zisă prin inversarea sensului de succesiune a fazelor* se folosește în acționările electrice pentru frânarea rapidă a mecanismului antrenat. În acest scop se inversează două faze de la rețeaua de alimentare (pentru inversarea sensului câmpului învârtitor) și, simultan, se introduc în rotor rezistențe suplimentare convenabile limitării curentului rotoric.

Inițial masina funcționa în regim de motor, corespunzător punctului N (figura 3.26). Inversând două faze și înseriind rezistență  $R_s$  în rotor punctul de funcționare va sări brusc din N în  $N'$  corespunzător noii caracteristici mecanice. În acest punct de funcționare masina lucrează în

regim de frâna propriu-zisa, cuplul electromagnetic dezvoltat fiind de sens invers si actionând în sens invers cuplului de inertie al maselor în miscare ale instalatiei.

În scurt timp punctul de functionare va ajunge în  $N''$  corespunzator turatiei  $n_2 = 0$  si cuplului  $M_s' = -M_r$ . Daca în acest punct se scurtcircuiteaza rezistenta suplimentara  $R_s$ , punctul de functionare se va deplasa rapid în  $N'''$  corespunzator turatiei  $n_2' = -n_2$  si cuplului  $M_s' = -M_r$ , adica corespunzator regimului de motor sens stânga (considerând regimul initial motor sens dreapta).

Aceasta metoda se mai numeste si frânare prin contraconectare si are o larga aplicatie atât pentru inversarea sensului de rotatie al motorului cât si pentru oprirea sa completa.

### **Frânarea în regim de generator cu recuperarea energiei**

La acest mod de frânare masina trece din regim de motor în regim de generator. Astfel cuplul electromagnetic devine negativ (de frânare), iar turatia la ax devine suprasincrona (alunecarea  $s = \frac{n_1 - n_2}{n_1} < 0$  devenind negativa pentru  $n_2 > n_1$ ). Pentru a trece în acest regim se impune ca masina sa primeasca energie mecanica la ax, energie care se transforma în energie electrica si care prin stator este recuperata în retea.

Acest mod de frânare este reprezentat în figura 3.27 pe caracteristica mecanica naturala. Punctul de functionare  $N$  sub actiunea unui cuplu de sarcina de acelasi sens cu cuplul electromagnetic dezvoltat va trece în domeniul turatiilor suprasincrone, cuplul electromagnetic dezvoltat schimbându-si sensul ( $N'$ ) devenind astfel un cuplu de frânare.

Asemenea mod de frânare îl întâlnim frecvent în tractiunea electrica când vehiculul coboara o panta, componenta tangentiala a greutatii sale antrenând rotorul motorului la viteze suprasincrone, sau la macarale când se coboara sarcina.

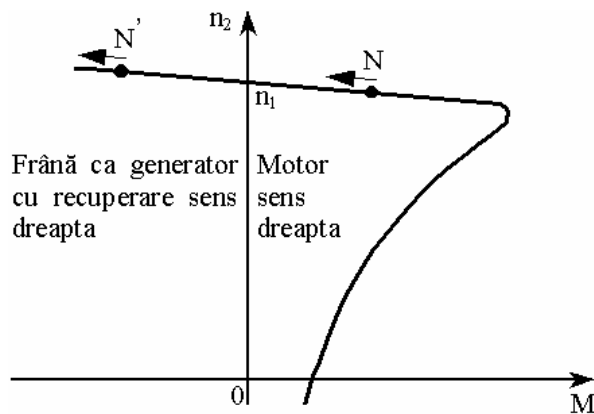


Figura 3.27

### Frânarea în regim de generator fara recuperarea energiei

Acest tip de frânare numit si frânare dinamica se obtine prin trecerea motorului în regim de generator asincron pe retea proprie.

Acest lucru se realizeaza prin deconectarea statorului de la rețeaua de curent alternativ si prin alimentarea sa de la o rețea de curent continuu (prin deschiderea întrerupătorului  $K_1$  si închiderea întrerupătorului  $K_2$  din figura 3.30). Curentul continuu parcurgând fazele statorului, produce la periferia interioara a statorului un câmp magnetic fix, alternativ în spatiu si constant în timp. Pentru rotorul masinii care continua sa se roteasca, acest câmp reprezinta un câmp învârtitor, având viteza relativa fata de acesta.

În fazele rotorului se vor induce t.e.m. care vor produce la rândul sau curenti alternativi. În rezistentele fazelor rotorice se va consuma în scurt timp prin efect Joule întreaga energie cinetica acumulata în masele în miscare ale instalatiei care se va frâna pâna se va opri.

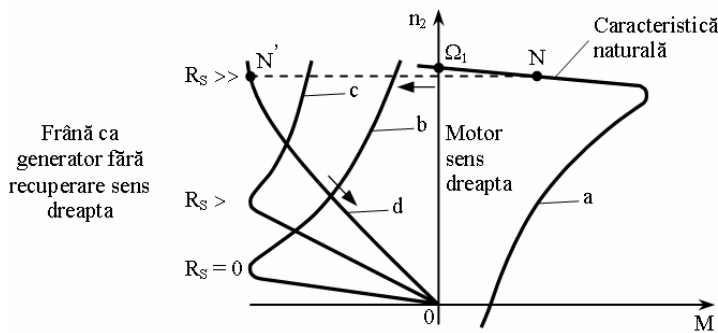


Figura 3.28

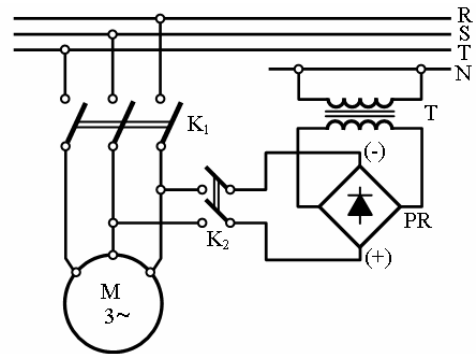


Figura 2.30

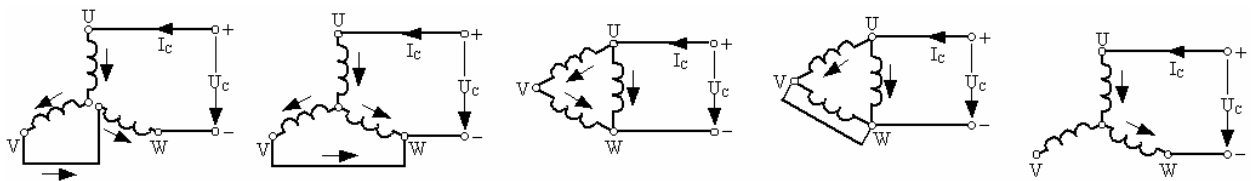


Figura 3.29

Alimentarea statorului de la puntea redresoare PR se poate face dupa una din schemele prezentate în figura 3.28 - 3.30.

Trecerea masinii din regim de motor (punctul de functionare N) în regim de generator fara recuperarea energiei ( $N'$ ) si frânarea dinamica pâna la oprire (0) s-a reprezentat în figura 3.28.

Datorita rapiditatii procesului frânarea dinamica este folosita prin excelenta ca frânare de avarie.



### 3.4 Motorul asincron monofazat

Motorul asincron monofazat este asemanator din punct de vedere constructiv cu motorul asincron trifazat cu deosebirea ca statorul sau este echipat cu o înfasurare de c.a. monofazata, conectata la o retea monofazata de c.a. Înfasurarea rotorica este de obicei în colivie (figura 3.31).

Curentul  $i_1$  absorbit de stator produce un câmp sinusoidal în timp si spatiu care se poate descompune în doua câmpuri învârtitoare care se rotesc în sensuri opuse, cu aceeasi viteza si cu amplitudini egale cu jumătate din amplitudinea câmpului sinusoidal:

$$\begin{aligned} B_1(\alpha, t) &= B_{1m} \cdot \cos \omega_1 \cdot t \cdot \cos p \cdot \alpha = \frac{1}{2} \cdot B_{1m} \cdot \cos(\omega_1 \cdot t - p \cdot \alpha) + \frac{1}{2} \cdot B_{1m} \cos(\omega_1 \cdot t + p \cdot \alpha) = \\ &= B_{1Am} \cdot \cos(\omega_1 \cdot t - p \cdot \alpha) + B_{1Bm} \cos(\omega_1 \cdot t + p \cdot \alpha). \end{aligned}$$

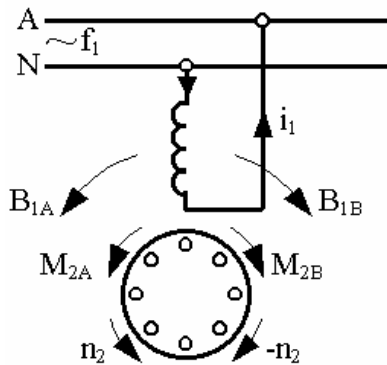


Figura 3.31

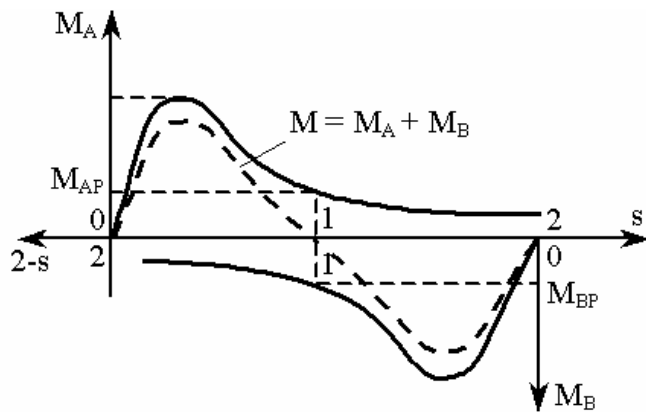


Figura 3.32

Cele doua câmpuri învârtitoare  $B_{1A}$  si  $B_{1B}$  vor interactiona cu curentul rotoric si vor produce asupra rotorului cuplurile electromagnetice egale si de sens contrar  $M_{2A}$  si  $M_{2B}$ . Cuplul rezultat asupra rotorului va fi evident nul si rotorul nu se poate pune în miscare. Daca, însa, dam un impuls rotorului într-un anumit sens, de exemplu în sensul câmpului învârtitor  $B_{1A}$  si rotorul se învârteste cu o viteza unghiulara  $\Omega_2$ , atunci câmpul învârtitor  $B_{1A}$  are o viteza relativa fata de rotor  $\Omega_1 - \Omega_2$  si frecventa curentilor indusi în înfasurarea rotorica de acest câmp va fi:

$$f_2 = \frac{p \cdot (\Omega_1 - \Omega_2)}{2 \cdot \pi} = \frac{\Omega_1 - \Omega_2}{\Omega_1} \cdot \frac{p \cdot \Omega_1}{2 \cdot \pi} = s \cdot f_1. \quad (3.53)$$

Câmpul învârtitor  $B_{1B}$  va avea fata de rotor o viteza relativa  $\Omega_1 + \Omega_2$ , iar frecventa curentilor indusi de acesta va fi:

$$f_2 = \frac{p \cdot (\Omega_1 + \Omega_2)}{2 \cdot \pi} = \left( 2 - \frac{\Omega_1 - \Omega_2}{\Omega_1} \right) \frac{p \cdot \Omega_1}{2 \cdot \pi} = (2-s) \cdot f_1. \quad (3.54)$$

Deci daca în raport cu câmpul învârtitor  $B_{1A}$  rotorul are alunecarea  $s$ , atunci în raport cu câmpul învârtitor  $B_{1B}$  rotorul va avea alunecarea  $2-s$ .

În figura 3.32 s-a reprezentat cuplul electromagnetic  $M_{2A}$  în functie de alunecarea  $s$  si cuplul electromagnetic  $M_{2B}$  în functie de alunecarea  $2-s$  care evident va avea sens contrar.

Cuplul rezultat  $M = M_{2A} + M_{2B}$  pentru  $s = 1$  este nul. Deci *motorul asincron monofazat are cuplu de pornire nul*. Pentru a putea porni se impune a se imprima din exterior un impuls în sensul lui  $M_{2A}$  sau în sensul lui  $M_{2B}$ , motorul dezvoltă un cuplu în respectivul sens, se accelerează până ajunge la o viteză apropiată de viteza de sincronism, când poate fi încărcat cu o sarcină.

Aceasta metoda de pornire nu este însă comodă (mai ales pentru puteri mai mari) și de aceea pentru ca acest motor să dezvolte cuplu de pornire, se așază în stator o înfășurare auxiliara decalată spațial la periferia statorului cu  $\frac{\pi}{2}$  față de înfășurarea monofazată de bază, având același număr de spire și fiind parcursă de un curent cu aceeași valoare efectivă dar defazat în timp cu  $\frac{\pi}{2}$  față de curentul  $i_1$ . Acest curent se obține înseriind înfășurarea auxiliara cu un condensator (figura 3.33).

Cele două câmpuri magnetice date de cele două înfășurări sunt:

$$B_1 = B_m \cdot \cos p \cdot \alpha \cdot \cos \omega_1 \cdot t = \frac{B_m}{2} \cdot \cos (p \cdot \alpha - \omega_1 \cdot t) + \frac{B_m}{2} \cdot \cos (p \cdot \alpha + \omega_1 \cdot t) \quad (3.55)$$

$$B_2 = B_m \cdot \cos \left( p \cdot \alpha - \frac{\pi}{2} \right) \cdot \cos \left( \omega_1 \cdot t - \frac{\pi}{2} \right) = \frac{B_m}{2} \cdot \cos (p \cdot \alpha - \omega_1 \cdot t) + \frac{B_m}{2} \cdot \cos (p \cdot \alpha - \omega_1 \cdot t - \pi).$$

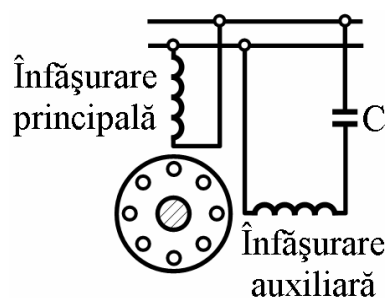


Figura 3.33

Câmpul rezultat va fi dat de suma:

$$B = B_1 + B_2 = B_m \cdot \cos(p \cdot \alpha - \omega_1 \cdot t) \quad (3.56)$$

care este expresia unui câmp rotitor ce va produce asupra rotorului un cuplu de pornire. În practica înfășurarea auxiliara ocupa o treime din crestaturile statorului si se scoate din circuit dupa pornire.

Motoarele asincrone monofazate se construiesc la puteri mici (sub 1kW) si au o larga raspândire în actionarile electrocasnice, electromedicale si industriale (pompe, ventilatoare, polizoare).

### 3.5 Cuplaje electromagnetice cu alunecare

Cuplajul dintre doi arbori mecanici se poate face pe cale electromagnetica, fara contacte mecanice, cu ajutorul cuplelor electromagnetice de alunecare, care functioneaza ca un motor asincron.

În principiu aceasta cupla are doua parti:

- partea conducatoare fixata pe arborele conductor (1);
- partea condusa fixata pe arborele condus (2) (figura 3.34).

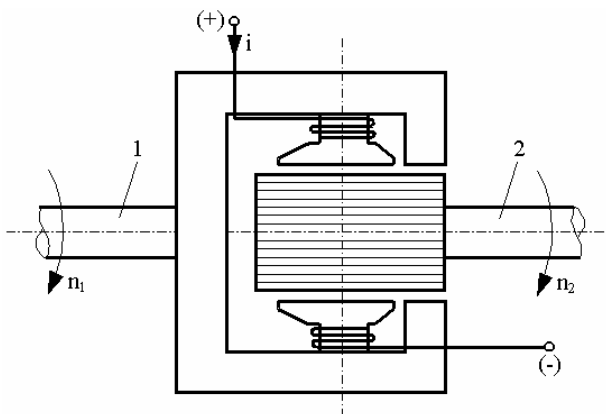


Figura 3.34

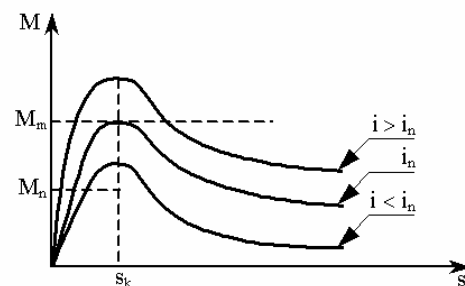


Figura 3.35

Partea conducatoare este construita ca o armatura cu poli aparenti pe care se afla o înfășurare monofazata de excitație alimentata în curent continuu. Aceasta armatura se roteste odata cu arborele conductor cu viteza unghiulara  $\Omega_1$  si va produce un câmp învârtitor (pe cale mecanica) care va juca rolul de câmp inductor.

Partea condusa este un rotor de motor asincron în colivie care sub actiunea câmpului inductor va dezvolta cuplu electromagnetic si se va roti cu viteza unghiulara  $\Omega_2$ .

În figura 3.35 s-a reprezentat caracteristica cuplu-alunecare (ca la motorul asincron)  $M = f(s)$  pentru diversi curenti de excitație (asemanator reglajului în tensiune al motorului asincron).

Din aceasta familie de caracteristici se observa ca:

- cupla permite reglarea turatiei arborelui condus prin reglarea curentului de excitatie (la un cuplu de sarcina constant);
- cupla prezinta siguranta la supraîncarcarea arborelui condus, iesind din functiune daca se depaseste cuplul critic  $M_m$ .

Cuplele electromagnetice se folosesc la cuplajul arborelui port-elice si arborele motorului principal de pe nave, în special la spargatoare de gheata unde elicea se poate bloca în gheata caz în care cupla declanseaza, protejând motorul de suprasarcini.

### 3.6 Transmisii sincrone cu masini asincrone

Pentru transmiterea sincrona a vitezei de rotatie sau a unghiurilor la distanta se pot folosi conexiuni electrice între doua sau mai multe masini asincrone trifazate sau monofazate. Astfel cuplajul sincron între doua sau mai multe masini asincrone trifazate în vederea transmisiei sincrone a vitezei de rotatie poarta numele de *arbore electric*, iar cuplajul sincron între doua sau mai multe masini asincrone monofazate pentru transmiterea unghiurilor la distanta poarta denumirea de *selsine*.

#### Arborele electric

În figura 3.36 s-au reprezentat doua masini asincrone identice cu rotorul bobinat conectate pentru a se roti sincron. Conexiunea celor doua rotoare s-a facut în opozitie în timp ce la conexiunea statoarelor la retea s-a facut în aceeasi ordine a succesiunii fazelor.

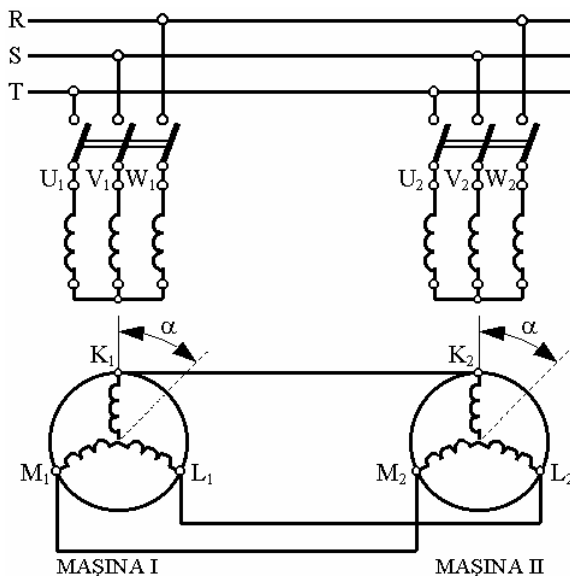


Figura 3.36

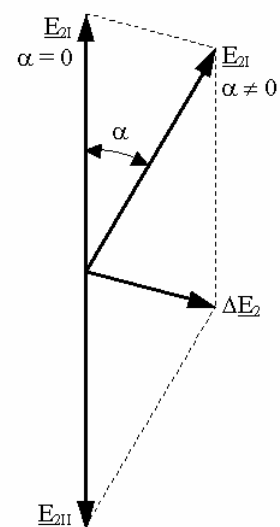


Figura 3.37

Daca pozitia spatiala a celor doua rotoare fata de statoarele lor este identica, atunci t.e.m. induse în rotoare de câmpurile inductoare sunt identice ca modul si faza (figura 3.37). T.e.m. rezultanta pe circuitul unei faze rotorice va fi nula, curentii statorici vor fi nuli si în consecinta rotoarele vor ramâne în repaus desi statoarele sunt conectate la rețeaua de alimentare.

Este de ajuns sa rotim din afara rotorul masinii I (de exemplu) cu un unghi oarecare  $\alpha$  ca rotorul masinii II sa se roteasca în acelasi sens si cu acelasi unghi. Aceasta se explica prin aceea ca rotind cu unghiul  $\alpha$  rotorul masinii I, directia t.e.m.  $\underline{E}_{21}$  se va defaza cu acelasi unghi (figura 3.37) ceea ce va conduce la aparitia unei t.e.m. rezultante nenule  $\Delta \underline{E}_2$  în circuitul celor doua rotoare care va produce curenti rotorici si deci cuplu electromagnetic.

Cuplul electromagnetic care se exercita asupra masinii I va fi un cuplu negativ (se opune miscarii date din afara) deci masina I va lucra în regim de generator, iar asupra masinii II va fi un cuplu pozitiv masina functionând în regim de motor în sensul reducerii defazajului  $\alpha$  dintre cele doua rotoare. Procesul dureaza pâna când cele doua rotoare vor avea aceeasi pozitie relativa la statoarele lor când curentii rotorici se anuleaza disparând cuplul electromagnetic de sincronizare.

Daca rotorul masinii I este rotit din afara cu o turatie oarecare  $n$ , atunci cu aceeasi turatie se va roti si rotorul masinii II obtinându-se astfel un sistem de rotatie sincrona sau un arbore electric.

Arborele electric este utilizat în cazul rotirii sincrone a doua masini de lucru aflate la distante mari, distante care nu permit utilizarea arborelui mecanic (macarale portal cu ecartament mare, actionarea vanelor de la ecluze etc.).

Exista doua variante de arbori electrici: pasivi si activi. În figura 3.38 s-a reprezentat schema unui arbore pasiv în care:  $ML_I$  si  $ML_{II}$  sunt masinile de lucru care trebuie sa se roteasca sincron,  $M_I$  si  $M_{II}$  sunt motoarele electrice (de c.c. sau c.a.) de actionare a masinilor de lucru, iar  $A_I$  si  $A_{II}$  sunt motoare asincrone cu rotorul bobinat având rolul de sincronizare a turatiei celor doua masini de lucru prin transmiterea de energie din partea mai încarcata în partea mai descarcata. Daca se scot motoarele  $M_I$  si  $M_{II}$  atunci motoarele  $A_I$  si  $A_{II}$  pe lânga rolul de sincronizare vor folosi si la antrenarea masinilor de lucru arborele electric devenind un arbore electric activ.

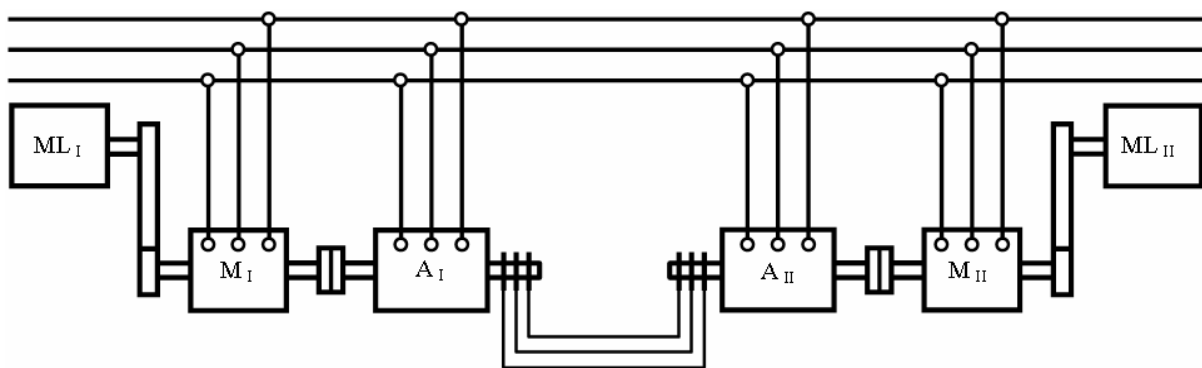


Figura 3.38

### Selsinul

Selsinul, din punct de vedere constructiv este un motor asincron cu statorul trifazat si rotorul bobinat monofazat prevazut cu doua perii si inele pentru alimentarea de la retea de c.a. monofazata. Un asemenea motor este destinat a se cupla cu un altul identic dupa schema din figura 3.39. Se obtine astfel un cuplaj sincron functionând pe acelasi principiu ca si arborele electric cu deosebirea ca este static si transmite la distanta un unghi ( $\alpha$ ) si nu turatii.

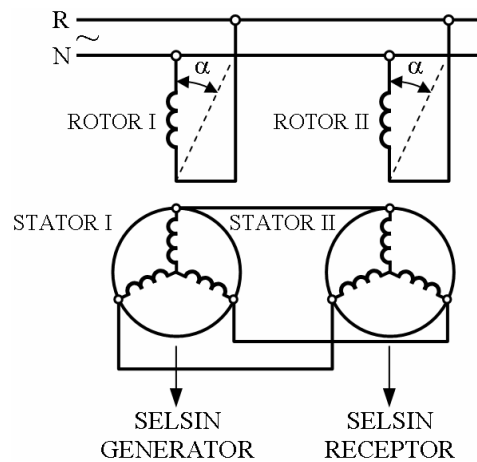


Figura 3.39

În practica mai des întâlnite sunt:

- cuplaje cu selsin transformator (figura 3.40) la care rotorul selsinului receptor nu mai este cuplat la retea, la bornele lui obținându-se o tensiune proportionala cu unghiul cu care s-a rotit rotorul selsinului generator:  $u = U_m \cdot \sin \alpha$ ;
- cuplaje cu selsin diferential (figura 3.41) care pe lângă cele doua selsine obisnuite cu rotorul bobinat monofazat mai au un selsin diferential cu rotorul trifazat conectat ca în figura. Dacă cele doua selsine obisnuite se rotesc în sensuri contrare cu unghiurile  $\alpha_1$ , respectiv  $\alpha_2$ , atunci rotorul selsinului diferential se va roti cu unghiul  $\alpha$  egal cu diferenta celor doua unghiuri  $\alpha = \alpha_1 - \alpha_2$ .

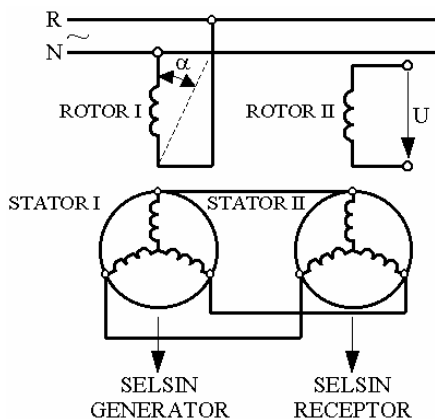


Figura 3.40

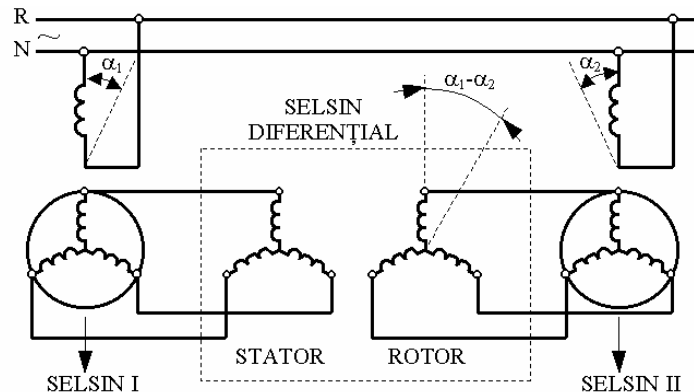


Figura 3.41

Selsinul transformator este utilizat ca traductor de unghi, iar selsinul diferential este utilizat în sistemele de comanda numite “de urmarire” cum ar fi comanda cârmei la nave.

### 3.7 Aplicatii

1. Un motor asincron trifazat are urmatoarele date:  $U_{1n} = 220V$  (tensiune pe faza);  $I_{1n} = 10A$  (curent de faza);  $\eta_n = 0,85$ ;  $\cos \varphi_{1n} = 0,9$ ;  $f_1 = 50Hz$ ;  $P_{Fe_1} = 200W$ ;  $P_m = 200W$  (pierderi mecanice);  $R_1 = 0,8\Omega$ ;  $2 \cdot p = 2$ .

Sa se determine urmatoarele marimi: puterea utila  $P_2$ , puterea mecanica totala dezvoltata  $P_M$ , pierderile Joule în stator si în rotor, alunecarea nominala  $s_n$ , cuplul electromagnetic si turatia nominala  $n_{2n}$ .

#### REZOLVARE:

Puterea utila nominala  $P_{2n}$  rezulta din puterea activa  $P_{1n}$  absorbita de motor de la retea.

$$P_{1n} = 3 \cdot U_{1n} \cdot I_{1n} \cdot \cos \varphi_{1n} = 3 \cdot 220 \cdot 10 \cdot 0,9 = 5940W$$

si din cunoasterea randamentului nominal  $\eta_n = 0,85$ ,

$$P_{2n} = \eta_n \cdot P_{1n} = 0,85 \cdot 5940 = 5049W.$$

Aceasta putere utila este de natura mecanica. Daca adaugam la aceasta putere pierderile mecanice  $P_m$ , se obtine puterea totala mecanica  $P_M$  dezvoltata de motor:

$$P_M = P_{2n} + P_m = 5049 + 200 = 5249W.$$

Pierderile Joule în stator vor fi:

$$P_{J_1} = 3 \cdot R_1 \cdot I_{1n}^2 = 3 \cdot 0,8 \cdot 10^2 = 240W.$$

În ceea ce priveste pierderile Joule în rotor, acestea se pot deduce din puterea electromagnetica nominala  $P_n$ , întrucât puterea mecanica totala dezvoltata este cunoscuta. Puterea electromagnetica  $P_n$  provine din puterea activa absorbita  $P_{1n}$ , dupa ce s-au sczut pierderile Joule statorice  $P_{J_1}$  si pierderile în fier în stator  $P_{Fe_1}$ :

$$P_n = P_{1n} - P_{J_1} - P_{Fe_1} = 5940 - 240 - 200 = 5500W$$

în consecinta, pierderile Joule rotorice vor fi:

$$P_{J_2} = P_n - P_M = 5500 - 5240 = 251W.$$

Alunecarea nominala  $s_n$  se obtine din raportul pierderilor Joule rotorice si puterea electromagnetica (vezi relatia 3.31).

$$s_n = \frac{P_{J_2}}{P_n} = \frac{251}{5500} = 0,0456.$$

Masina având  $2 \cdot p = 2$  poli si functionând la frecventa  $f_1 = 50\text{Hz}$ , are o turatie de sincronism  $n_1 = 3000\text{rot/min}$ . La alunecarea de mai sus turatia rotorului va fi:

$$n_{2n} = n_1 \cdot (1 - s_n) = 3000 \cdot (1 - 0,0456) = 2862 \text{ rot / min}.$$

Cuplul electromagnetic nominal dezvoltat la arbore rezulta din puterea electromagnetica:

$$M_n = \frac{P_n}{\Omega_1} = \frac{5500}{2 \cdot 3,14 \cdot 50} = 17,5 \text{ N} \cdot \text{m}$$

sau din puterea mecanica totala  $P_M$ :

$$M_n = \frac{P_M}{\Omega_2} = \frac{5249 \cdot 60}{2 \cdot 3,14 \cdot 2862} = 17,5 \text{ N} \cdot \text{m}.$$

Cuplul util la arbore rezulta însa din puterea mecanica utila  $P_{2n}$ :

$$M_s = \frac{P_{2n}}{\Omega_2} = \frac{5049 \cdot 60}{2 \cdot 3,14 \cdot 2862} = 16,85 \text{ N} \cdot \text{m}$$

diferenta fata de cuplul electromagnetic constând în cuplul de frecari mecanice ale arborelui în lagarele de sustinere si de frecari cu aerul.

2. Se da un motor asincron trifazat cu conexiune stea cu urmatoarele date:

$$R_1 = 0,78\Omega; X_{1d} = 2,22\Omega; X_m = 27\Omega; R_2' = 1\Omega; X_{2d}' = 3\Omega; s_n = 0,05.$$

- Sa se determine valoarea efectiva a curentului statoric absorbit la tensiune de linie a retelei de 380V.
- Care este puterea activa absorbita si factorul de putere?
- Care este puterea mecanica dezvoltata si cuplul electromagnetic, daca  $f_1 = 50\text{Hz}$ ,  $p = 3$  perechi de poli?

Toate întrebările se refera la regimul nominal. Se vor neglija pierderile în fier.

### REZOLVARE:

a) Se apeleaza la schema echivalenta din figura 3.8.

Curentul statoric absorbit la tensiunea de faza  $U_1 = 220\text{V}$  (tensiunea de linie a retelei este 380V, iar conexiunea înfasurarilor statorului este stea) va fi:

$$\underline{I}_1 = \frac{U_1}{R_1 + j \cdot X_{d1} + \frac{j \cdot X_m \cdot \left( \frac{R_2'}{s_n} + j \cdot X_{d2}' \right)}{\frac{R_2'}{s_n} + j \cdot \left( X_m + X_{d2}' \right)}}.$$



Numeric, cu datele din enunt si  $\frac{R_2'}{s_n} = \frac{1}{0,05} = 20\Omega$ , expresia de mai sus devine (tensiunea

$U_1$  este luata ca marime de referinta pentru faza:

$$\underline{I}_1 = \frac{220 \cdot (20 + j \cdot 30)}{(0,78 + j \cdot 2,22) \cdot (20 + j \cdot 30) + j \cdot 27 \cdot (20 + j \cdot 3)} = 8,87 - j \cdot 9,16.$$

$$I_1 = I_1 \cdot \cos \varphi + j \cdot I_1 \cdot \sin \varphi = I_{1s} + j \cdot I_{1m}.$$

Valoarea efectiva a curentului statoric este deci:

$$I_1 = \sqrt{8,87^2 + 9,16^2} = 12,75A.$$

b) Puterea activa absorbita rezulta din cunoasterea componentei active a curentului statoric si a tensiunii de faza:

$$P_1 = 3 \cdot U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi = 33 \cdot 220 \cdot 8,87 = 5854,2W.$$

Factorul de putere al motorului în regimul studiat va fi:

$$\cos \varphi = \frac{I_{1s}}{I_1} = \frac{8,87}{12,75} = 0,696$$

un factor de putere destul de slab (valoarea uzuala însa pentru motoare asincrone cu viteza de sincronism de pâna la 1000 rot/min si putere relativ mica).

c) Pentru a determina puterea mecanica dezvoltata  $P_M$  trebuie mai întâi calculata puterea electromagnetica  $P$  cu ajutorul relatiei:

$$P = P_1 - P_{j1} = P_1 - 3 \cdot R_1 \cdot I_1^2$$

pierderile în miezul fieromagnetic statoric, fiind neglijate. Asadar,

$$P = 5824,2 - 3 \cdot 0,78 \cdot 12,75^2 = 5473,8W.$$

Conform celor stabilite în aplicatia A.1

$$P_M = (1 - s) \cdot P = (1 - 0,05) \cdot 5473,8 = 5200,1W,$$

iar pierderile Joule în rotor vor fi:

$$P_{J_2} = s_n \cdot P = 0,05 \cdot 5473,8 = 273,7W.$$

Cuplul electromagnetic se calculeaza usor, odata cunoscute puterea electromagnetica si turatia sincrona,

$$M = \frac{P}{\Omega_1} = \frac{P \cdot 60}{2 \cdot \pi \cdot n_1} = \frac{5473,8 \cdot 60}{2 \cdot 3,14 \cdot 1000} = 52,27N \cdot m.$$

3. Un motor asincron trifazat are urmatoarele date: conexiunea stea,

$f_1 = 50Hz$ ;  $n_{2n} = 1425rot / min$ ;  $R_1 = 0,25\Omega$ ;  $R_2' = 0,23\Omega$ ;  $X_{d1} = X_{d2}' = 0,60\Omega$ ; curentul de mers în gol

$I_0 = 7,1A$ ; pierderile în fier  $P_{Fe_1} = 250W$ ; raportul numerelor de spire  $\frac{N_1 \cdot k_{N_1}}{N_2 \cdot k_{N_2}} = 1,67$ . Inertia motorului si a sarcinii este  $G \cdot D^2 = 0,8kg \cdot f \cdot m^2$ , iar cuplul rezistent total este  $M_s = 6,5kg \cdot f \cdot m$  independent de viteza.

a) Rotorul fiind scurtcircuitat si aplicându-se tensiunea nominala  $U_{1n} = 220V$  (tensiunea de faza), sa se determine cuplul electromagnetic de pornire.

b) Sarcina fiind cuplata, sa se determine acceleratia unghiulara initiala a motorului la pornire.

c) Care este cuplul electromagnetic maxim al motorului?

d) Ce valoare are rezistenta ce trebuie inclusa pe fiecare faza a rotorului, pentru ca la pornire motorul sa dezvolte cuplul electromagnetic maxim?

### REZOLVARE:

a) Expresia cuplului de pornire  $M_p$  rezulta din formula (3.38) în care facem  $s = 1$ :

$$M_p = \frac{3 \cdot R_2' \cdot (U_{1n}^2)}{\left[ \left( R_1 + c \cdot R_2' \right)^2 + \left( X_{d1} + c \cdot X_{d2}' \right)^2 \right] \cdot \Omega_1}$$

Pentru a putea aplica aceasta formula trebuie cunoscute marimile  $\Omega_1$  si  $c$ . Daca turatia nominala este  $n_{2n} = 1425 \text{rot} / \text{min}$  si frecventa statorica  $f_1 = 50 \text{Hz}$ , atunci turatia de sincronism este  $n_1 = 1500 \text{rot} / \text{min}$ , iar motorul are  $2 \cdot p = 4$  poli, astfel încât:

$$\Omega_1 = \frac{2 \cdot \pi \cdot n_1}{60} = \frac{2 \cdot 3,14 \cdot 1500}{60} = 157,1 [\text{rad} / \text{s}]$$

Pentru calculul marimii  $c$  utilizam expresia:

$$c = \left| 1 + \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_0} \right|,$$

în care  $\underline{Z}_1 = R_1 + j \cdot X_{d1}$ , iar  $\underline{Z}_0 = \frac{R_a \cdot j \cdot X_m}{R_a + j \cdot X_m}$ ,  $R_a$  fiind rezistenta corespunzatoare pierderilor în fier,

iar  $X_m$  – reactanta de magnetizare. Acesti ultimi parametri pot fi calculati din datele enuntului problemei, presupunând  $E_1 \approx U_1 = 220V$ .

$$R_a = \frac{3 \cdot E_1^2}{R_{Fe_1}} = \frac{3 \cdot 220^2}{250} = 580,8 \Omega$$

curentul corespunzator pierderilor în fier fiind:

$$I_a = \frac{E_1}{R_a} = \frac{220}{580,8} = 0,379A$$

iar curentul de magnetizare:

$$I_m = \sqrt{I_0^2 - I_a^2} = \sqrt{7,1^2 - 0,379^2} = 7,09\text{A}$$

reactanta de magnetizare:

$$X_m = \frac{E_1}{I_m} = \frac{220}{7,09} = 31,03\Omega$$

$$\underline{Z}_a = \frac{R_a \cdot j \cdot X_m}{R_a + j \cdot X_m} = \frac{580,8 \cdot j \cdot 31,03}{580,8 + j \cdot 31,03} = 1,65 + j \cdot 30,94.$$

Prin urmare

$$c = \left| 1 + \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_0} \right| = \left| 1 + \frac{0,25 + j \cdot 0,60}{1,65 + j \cdot 30,94} \right| = \left| \frac{1,90 + j \cdot 31,54}{1,65 + j \cdot 30,94} \right| = 1,02$$

cuplul de pornire fiind:

$$M_p = \frac{3 \cdot R_2' \cdot U_{ln}^2}{\Omega_1 \cdot \left[ \left( R_1 + c \cdot R_2' \right)^2 + \left( X_{d1} + c \cdot X_{d2}' \right)^2 \right]} = \frac{3 \cdot 0,23 \cdot 220^2}{\left[ 2 \cdot 1,02 \cdot 157,1 \cdot (0,485^2 + 1,212^2) \right]} = 124,8\text{N} \cdot \text{m}.$$

b) Ecuatia de miscare fiind:

$$M - M_s = J \cdot \left[ \frac{d\Omega_2}{dt} \right]$$

acceleratia initiala la pornire cu sarcina  $M_s = 6,5\text{kg} \cdot \text{f} \cdot \text{m} = 6,5 \cdot 9,81 = 63,76\text{N} \cdot \text{m}$  si momentul total de inertie:

$$J = \frac{G \cdot D^2}{4 \cdot g} = \frac{0,8 \cdot 9,81}{4 \cdot 9,81} = 0,2\text{kg} \cdot \text{m}^2$$

$$s_p = \left[ \frac{d\Omega_2}{dt} \right]_p = \frac{M_p - M_s}{J} = \frac{124,8 - 63,76}{0,2} = 305,2 \text{ rad/s}^2.$$

c) Cuplul electromagnetic maxim se calculeaza cu ajutorul formulei 3.41:

$$M_m = \frac{3 \cdot U_{ln}^2}{2 \cdot c \cdot \Omega_1 \cdot \left[ R_1 + \sqrt{R_1^2 + \left( X_{d2}' + c \cdot X_{d2}' \right)^2} \right]} = \frac{3 \cdot 220^2}{2 \cdot 1,02 \cdot 157,1 \cdot (0,25 + \sqrt{0,25^2 + 1,212^2})} = 309,55\text{N} \cdot \text{m}.$$

d) Alunecarea critica  $s_m$  trebuie sa fie egala cu unitatea, daca se cere ca la pornire cuplul dezvoltat sa fie cel maxim posibil. Alunecarea critica naturala în cazul motorului studiat este:

$$s_m = \frac{c \cdot R_2'}{\sqrt{R_1^2 + \left( X_{d1}' + c \cdot X_{d2}' \right)^2}} = \frac{1,02 \cdot 0,23}{\sqrt{0,25^2 + (0,6 + 1,02 \cdot 0,6)^2}} = 0,19.$$

Pentru a deveni egala cu unitatea trebuie intercalata în fiecare faza a rotorului o rezistenta suplimentara raportata la stator  $R_2'$  dedusa din raportul:

$$\frac{1}{s_m} = \frac{R_2' + R_s'}{R_2'}$$

adica

$$R_s' = R_2' \cdot \left[ \frac{1}{s_m} - 1 \right] = 0,23 \cdot \left[ \frac{1}{0,19} - 1 \right] = 0,98 \Omega.$$